MIT LIBRARIES
3 9080 01930 0497

MASSACHUSETTS
INSTITUTE
OF
TECHNOLOGY
LIBRARY

SCIENCE
AND
ARTS

E.B. BIRD '91

PRÉCIS

DE

TÉLÉGRAPHIE SANS FIL.

45069 PARIS. — IMPRIMERIE GAUTHIER-VILLARS,
Quai des Grands-Augustins, 55.

26502
Phys
Room Comm

PROFESSEUR Dr J. ZENNECK,
PROFESSEUR DE PHYSIQUE A L'ÉCOLE TECHNIQUE SUPÉRIEURE DE BRUNSWICK.

MASS. INSTITUTE OF TECHNOLOGY
21 FEB 1912
LIBRARY.

PRÉCIS
DE
TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

COMPLÉMENT DE L'OUVRAGE :

LES OSCILLATIONS ÉLECTROMAGNÉTIQUES
ET
LA TÉLÉGRAPHIE SANS FIL.

OUVRAGE TRADUIT DE L'ALLEMAND
PAR
P. BLANCHIN, G. GUÉRARD, É. PICOT,
OFFICIERS DE MARINE.

PHYSICAL LIBRARY
M. I. T.

PARIS,
GAUTHIER-VILLARS, IMPRIMEUR-LIBRAIRE
DU BUREAU DES LONGITUDES, DE L'ÉCOLE POLYTECHNIQUE,
Quai des Grands-Augustins, 55.
1911

TK5741
.Z414

Tous droits de traduction, de reproduction et d'adaptation
réservés pour tous pays.

AVERTISSEMENT.

L'étude du *Précis de Télégraphie sans fil* implique la connaissance de l'Ouvrage *Les Oscillations électromagnétiques et la Télégraphie sans fil*, dont il résume et complète tout à la fois les Chapitres relatifs aux oscillations rapides. Il développe également ceux relatifs à la Télégraphie sans fil en donnant les renseignements actuels sur les progrès de cette branche de la technique. Les oscillations non amorties et les oscillations excitées par impulsion sont traitées en détail dans ce nouvel Ouvrage du Dr J. Zenneck.

Ce Précis étudie, particulièrement en vue des applications, les questions de l'amortissement, des couplages, de la résonance et de la propagation des ondes le long de la surface terrestre, questions importantes qui n'ont été jusqu'ici qu'effleurées dans les Ouvrages français relatifs à la Télégraphie sans fil.

L'édition française (1) est une traduction littérale de l'édition allemande.

L'auteur a cru devoir, dans ce Précis, modifier une partie des notations qui lui avaient servi dans son grand Ouvrage. Nous l'avons suivi dans cette manière de faire, toutes les fois que ces changements rapprochaient les notations employées de celles habituellement usitées en France; pour le surplus, nous avons conservé les notations de *Les Oscillations électromagnétiques et la Télégraphie sans fil.* Le Tableau de concordance des systèmes employés dans les deux Ouvrages, inséré page IX, permettra au lecteur de passer sans difficulté de l'un à l'autre.

(1) L'auteur a bien voulu, pour cette édition, mettre le texte allemand à jour au 1er janvier 1910.

90056

Il est nécessaire également de signaler une différence de terminologie. Dans *Les Oscillations électromagnétiques et la Télégraphie sans fil*, on dénomme fréquence (n) le nombre de fois qu'une grandeur oscillatoire change de signe dans une seconde; dans le *Précis de Télégraphie sans fil*, cette quantité est dénommée alternance (n), comme dans les Ouvrages français, et la fréquence (N) est la moitié de cette grandeur, c'est-à-dire le nombre d'oscillations complètes par seconde.

Septembre 1910.

LES TRADUCTEURS.

PRÉFACE DE L'AUTEUR.

J'ai entrepris la rédaction de ce Précis de T. S. F. à la demande de M. le Dr Enke, mon éditeur. J'avais d'abord pensé à faire un extrait de mon plus important Ouvrage *Les Oscillations électromagnétiques et la T. S. F.* (Stuttgard, 1905) (Traduction française, Paris, 1908, Librairie Gauthier-Villars); mais en réalité ce Livre s'est transformé en une œuvre bien distincte et, pour s'en rendre compte, il suffit de remarquer que, sur les 332 figures, 79, soit 24 pour 100 seulement, sont empruntées à mon grand Ouvrage.

Pendant l'élaboration de ce Précis, de nouveaux dispositifs sont venus s'ajouter à ceux qui existaient précédemment et, de ce fait, il a été nécessaire d'étendre un peu les relations; de plus, les considérations théoriques ne sont pas restées immuables et les points de vue auxquels on se plaçait pour raisonner les diverses questions se sont quelque peu modifiés. Il en est résulté la nécessité de remanier à diverses reprises des chapitres entiers. Je n'ai pas besoin d'expliquer ici en détail ce qu'ont signifié pour l'éditeur et pour moi ces remaniements; qu'il me suffise de dire que cet Ouvrage, commencé pendant l'hiver 1905-1906, paraît en librairie en mars 1909.

Le niveau mathématique est le même que celui adopté dans mon grand Ouvrage : le texte ne comprend que des Mathématiques élémentaires, l'emploi du Calcul différentiel et intégral n'aurait présenté aucun avantage; les notes supposent, au contraire, la connaissance de l'électricité théorique. Les connaissances physiques nécessaires sont, par contre, plus élevées que celles qui sont suffisantes pour aborder la lecture de mon grand Ouvrage; la connaissance de l'électricité expérimentale et des phénomènes produits par les courants alternatifs usuels est indispensable pour l'intelligence de ce Précis; ces matières sont traitées dans *Les Oscillations électromagnétiques et la T. S. F.*

J'ai pu réduire la bibliographie, car, depuis un an environ, M. le Dr G. Eichhorn donne, dans son *Annuaire de T. S. F.* (Leipzig, Ambr. Barth), un aperçu très complet de la littérature afférente à ce sujet.

Pour l'exécution technique des appareils, j'ai consigné en première ligne les dispositifs des firmes allemandes (Compagnie de T. S. F., Amalgamated Radiotelegraph Co, ou Société Lorenz). Ce n'est pas que j'aie voulu, en procédant ainsi, avantager ces compagnies, seulement le plan du Livre exigeait une description comparative des appareils de divers systèmes. J'ai choisi comme exemples ceux de ces sociétés, parce qu'elles m'avaient fourni des données exactes et de bonnes figures de leurs appareils. Par ailleurs, les instruments des autres firmes sont bien décrits dans d'autres Ouvrages, parmi lesquels je dois recommander, comme lecture complémentaire, le Livre si remarquable de J.-A. Fleming et surtout celui de J. Erskine Murray.

Pour cet Ouvrage, comme pour le précédent, j'ai été amicalement secondé de divers côtés. Il me faut témoigner ici des obligations dont je suis redevable envers tous ceux qui, par l'envoi de dessins et de photographies, par des renseignements sur les stations, par des recherches et des expériences, ont enrichi ma documentation; et je remercie tout particulièrement la Compagnie de T. S. F. et la Société Lorenz.

Je dois une bien sincère reconnaissance à M. le professeur Dr Wien de Dantzig, qui a relu mes épreuves et m'a aidé de ses conseils affectueux, ainsi qu'à M. l'Ingénieur Eickhoff, qui a exécuté la plus grande partie des dessins. Enfin j'adresse tous mes remercîments à M. le Dr Enke de Stuttgard, qui a été au-devant de mes désirs d'une manière si prévenante et dont la patience a été bien éprouvée par l'édition de ce Livre.

Brunswick, Institut physique de l'École technique supérieure.
Décembre 1908.

J. Zenneck.

NOTATIONS.

Les notations suivantes sont employées dans cet Ouvrage lorsqu'il n'en est pas expressément spécifié d'autres. Les notations employées dans *Les Oscillations électromagnétiques et la Télégraphie sans fil* sont indiquées en regard.

Précis de TSF.	Signification.		OEM et TSF.
E	Intensité du champ électrique.		E
M	Intensité du champ magnétique.		M
$\mathcal{E}$	Force électromotrice = FEM.		$\mathcal{E}$
μ	Perméabilité.		μ
ε	Constante diélectrique.		ε
ε_0	Constante diélectrique de l'air.		ε_0
k	$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$.		
MF	Microfarad.		
Σ	Rayonnement.		Σ
W	Énergie.		W
W_e	Énergie du champ électrique.		W_e
W_m	Énergie du champ magnétique.		W_m
$\mathcal{V}$	Tension.		$\mathcal{V}$
$\mathcal{V}_e$	Tension d'allumage.		
i	Courant.		i
R	Résistance.	Pour champ stationnaire.	w
L	Coefficient de selfinduction.		p
C	Capacité.		c
L_{12}	Coefficient d'induction mutuelle.		p_{12}
L_{21}			p_{21}
$\mathfrak{R}$	Résistance.	Pour les oscillations.	$\mathfrak{w}$
$\mathfrak{L}$	Coefficient de selfinduction.		$\mathfrak{p}$
$\mathfrak{C}$	Capacité.		$\mathfrak{c}$
$\mathfrak{L}_{12}$	Coefficient d'induction mutuelle.		$\mathfrak{p}_{12}$
$\mathfrak{L}_{21}$			$\mathfrak{p}_{21}$
R_f	Résistance d'étincelle.		w_f
K	Coefficient de couplage.		K

Précis de TSF.	Signification.	OEM et TSF.
K'	Degré de couplage.	
T	Période.	T
N	Nombre de périodes complètes par seconde = fréquence.	
n	Alternance.	n (appelé fréquence)
ω	$2\pi N = \frac{2\pi}{T} = \pi n$.	u ou ν
λ	Longueur d'onde.	λ
u	Vitesse de propagation.	ω
ζ	Nombre de décharges par seconde.	
δ	Facteur d'amortissement.	δ
ϑ	Décrément (logarithmique).	ϑ
ϑ_j	Décrément joule.	ϑ_j
ϑ_h	Décrément par hystérésis.	
ϑ_Σ	Décrément par rayonnement.	ϑ_Σ
ϑ_f	Décrément par étincelle.	ϑ_f
α	Coefficient d'absorption.	α
a, b	Constantes d'étincelle.	
e	Base des logarithmes népériens.	e
$\sim$	Proportionnel.	$\sim$

OEM et TSF signifie *Les Oscillations électromagnétiques et la Télégraphie sans fil*, par J. Zenneck.

ETZ signifie *Elektrotechnische Zeitschrift*.

Les notes reportées à la fin de l'Ouvrage sont indiquées par de petits chiffres, par exemple ([31]).

ERRATA.

	Au lieu de	*Lire*
Page 79, figure 75,	I_2	i_2
Page 85, ligne 23,	la plus petite longueur d'onde	la plus grande longueur d'onde
Page 99, dernière ligne du nota**,	$= \frac{2}{(\vartheta_1 + \vartheta_2)^2}$	$= \frac{2}{\left(\frac{\vartheta_1 + \vartheta_2}{2\pi}\right)^2}$
Page 100, ligne 1,	figure 89	figure 87
Page 335, ligne 2 du nota,	deux formes	deux paires

PRÉCIS

DE

TÉLÉGRAPHIE SANS FIL.

CHAPITRE I.

LES OSCILLATIONS PROPRES DES CIRCUITS A CONDENSATEUR (1).

I. — Excitation des oscillations propres.

1. Excitation des oscillations propres par la charge du condensateur. — La forme la plus simple du circuit à condensateur est celle de la figure 1 : un condensateur C et un fil AFB, qui réalise le circuit reliant les armatures A et B du condensateur.

a. On suppose qu'un tel circuit à condensateur soit interrompu, en F

Fig. 1.

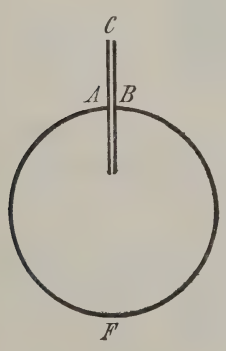
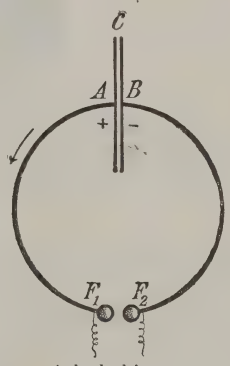


Fig. 2.



à la bobine.

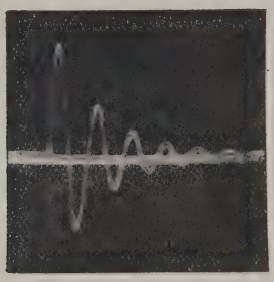
par exemple, et que ses deux portions soient réunies aux pôles d'une machine à influence, d'une bobine d'induction ou d'un transformateur à courant alternatif (*fig.* 2); si l'on met en action la machine à influence,

ou la bobine d'induction, le condensateur se charge, une certaine quantité d'électricité positive s'accumule sur une des plaques, A par exemple, et une égale quantité d'électricité négative sur B. Il s'établit de ce fait un champ électrique et par suite une tension électrique, non seulement entre les deux plaques A et B, mais aussi entre les deux pôles F_1 et F_2 de l'éclateur. Si l'on augmente progressivement la charge du condensateur et par suite la tension entre les points F_1 et F_2, il se produit finalement une étincelle entre ces deux points et l'espace intermédiaire devient conducteur.

b. La tension existant entre les armatures A et B a maintenant pour effet d'établir un courant électrique, dont la direction est celle de la flèche de la figure 2, c'est-à-dire de la plaque chargée positivement à la plaque chargée négativement. Ceci n'est vrai toutefois qu'à l'instant initial. En réalité, quand la résistance du circuit n'est pas extrêmement grande, le courant est un courant alternatif dans le genre de celui représenté figure 3 (*), où les abscisses sont proportionnelles au temps et les ordonnées au courant régnant à l'instant correspondant.

Ce courant alternatif diffère de ceux utilisés dans l'industrie, et pro-

Fig. 3.



duits par des machines, par une propriété essentielle : son amplitude décroît constamment. On appelle un tel courant *courant amorti;* un courant alternatif d'amplitude constante est dit par opposition *non amorti*.

c. Comme tout courant produit un champ magnétique dont l'intensité au voisinage du circuit est dans tous les cas proportionnelle au courant, le champ magnétique subit une variation du même ordre que le courant : c'est un *champ magnétique alternatif amorti*.

Par ailleurs le courant, pendant qu'il a la direction de la figure 2, enlève de A une charge positive qu'il reporte sur B, et inversement

(*) Photographie prise sur un tube à rayons cathodiques de Braun.

durant son parcours en sens contraire. La charge du condensateur est donc également oscillatoire et le champ électrique entre les armatures est un *champ électrique alternatif amorti.*

d. Le phénomène complet, courant alternatif, champ électrique alternatif et champ magnétique alternatif s'appelle une *oscillation électromagnétique.*

Les oscillations, qui comme ici peuvent prendre naissance dans un circuit à condensateur sans l'influence d'autres oscillations, s'appellent *oscillations propres.*

2. **Excitation d'oscillations propres par la rupture d'un courant.** — *a.* Dans le dispositif de la figure 2, un champ électrique est tout d'abord établi entre les armatures du condensateur; c'est à l'existence de ce champ que sont dues les oscillations propres. On peut tout aussi bien créer d'abord un champ magnétique et abandonner ensuite le circuit à condensateur à lui-même. La chute du champ magnétique produit des oscillations de même sorte que la chute du champ électrique dans le mode d'excitation de 1.

b. La figure 4 représente un tel dispositif, le circuit à condensateur est en traits forts. E est une source de courant continu (accumulateur,

Fig. 4.

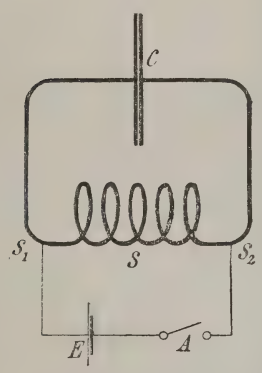
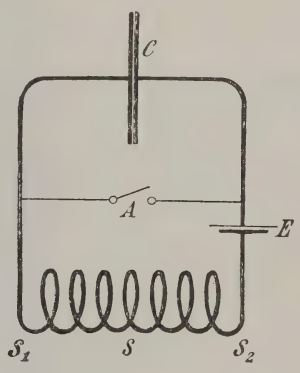


Fig. 5.

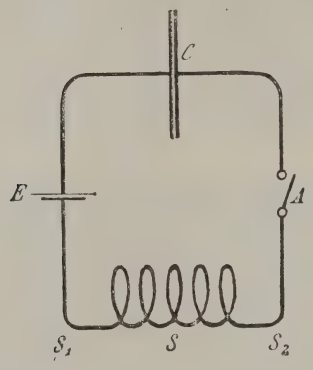


par exemple). Tant que l'interrupteur A est fermé, il existe un champ magnétique dans la bobine S_1S_2. Lorsqu'on ouvre l'interrupteur, la chute du champ magnétique induit aussitôt un courant, qui charge le condensateur C et par suite produit des oscillations propres dans le circuit à condensateur.

Le dispositif de la figure 5 ne diffère pas essentiellement de celui de la figure 4; il est depuis longtemps en usage pour les bobines d'induction; la seule différence consiste en ce que la source de courant continu E se trouve dans le circuit pendant les oscillations.

3 **Excitation d'oscillations propres par la fermeture d'un courant** ([2]). — Le dispositif de la figure 6 est particulièrement simple. Lorsqu'on

Fig. 6.



ferme l'interrupteur A, le condensateur se charge à la tension de la source E de courant continu. Le courant de charge a, ici également, la forme d'une oscillation propre amortie du circuit à condensateur (*).

II. — Fréquence.

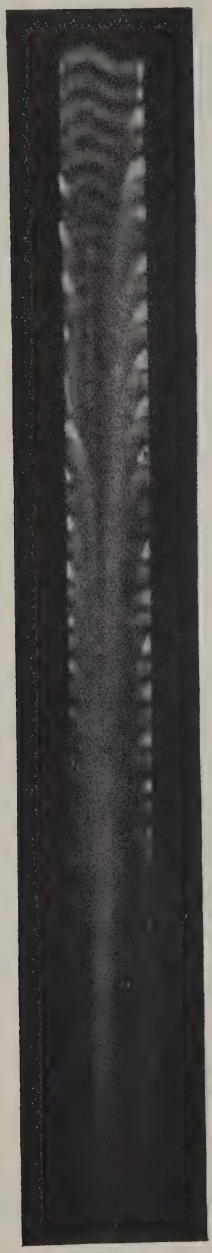
4. **Détermination expérimentale de la fréquence.** — Même lorsque les oscillations propres des circuits à condensateur sont trop rapides pour qu'on puisse photographier la courbe de courant sur un tube de Braun ou un oscillographe, on peut déterminer directement la fréquence à l'aide d'un miroir tournant (méthode de Feddersen), à condition que le circuit à condensateur comprenne un éclateur.

Lorsque dans un miroir tournant autour d'un axe horizontal, fixé par exemple sur l'axe d'un petit électromoteur ([3]), on regarde l'éclateur également horizontal d'un circuit à condensateur, on aperçoit pendant la décharge une image dans le genre de celle représentée par la figure 7. Aux moments où le courant qui traverse l'éclateur est maximum, l'étincelle est très brillante ; elle est très sombre quand le courant n'a qu'une faible intensité. La clarté de l'étincelle passe donc par les mêmes variations périodiques que le courant. Dans le miroir tournant, où l'image de l'étincelle à des instants différents se montre en des points différents, on a donc une série de bandes claires et sombres alternées.

(*) Dans la suite, à moins de stipulation contraire, le mode d'excitation de 1 sera toujours supposé employé.

La distance qui sépare deux bandes claires consécutives correspond

Fig. 7.



au temps d'une demi-période de l'oscillation. Si l'on peut photographier

l'image, compter le nombre de tours du miroir et déduire des dimensions du dispositif la vitesse de déplacement de l'image de l'étincelle sur la plaque, on déduira la fréquence de l'oscillation de la distance qui sépare deux bandes claires.

On indiquera plus loin une méthode indirecte plus commode pour évaluer la fréquence (65 et suivants).

5. **Calcul de la fréquence** (**formule de Thomson**). — *a*. Lord Kelvin (sir William Thomson) a déduit de la théorie mathématique des oscillations propres des circuits à condensateur les relations suivantes, qui donnent l'alternance n et le nombre de périodes ou fréquence N (Table I) :

$$n = \frac{1}{\pi\sqrt{\mathfrak{L}\mathfrak{C}}} \quad (*), \qquad N = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mathfrak{L}\mathfrak{C}}}, \qquad \omega = \frac{1}{\sqrt{\mathfrak{L}\mathfrak{C}}}$$

dans lesquelles $\mathfrak{L}$ représente le coefficient de self-induction du circuit et $\mathfrak{C}$ la capacité du condensateur. On en déduit pour la période T de l'oscillation

$$T = \frac{1}{N} = \frac{2}{n} = 2\pi\sqrt{\mathfrak{L}\mathfrak{C}}.$$

Lorsque l'on connaît la fréquence d'un circuit à condensateur, on en déduit donc le produit de la capacité par la self-induction.

b. Pour que cette formule donne la fréquence par seconde, il faut exprimer $\mathfrak{L}$ et $\mathfrak{C}$ dans le même système de mesures absolues. Le système utilisé en général en technique est le système C.G.S.

L'unité pratique de capacité, le microfarad (MF), est égale à $\frac{1}{10^{15}}$ unité C.G.S. Une bouteille de Leyde de grosseur moyenne a une capacité de l'ordre du millième de MF.

L'unité pratique de coefficient de self-induction est le henry, qui est égal à 10^9 unités C.G.S. En TSF il est beaucoup plus commode d'exprimer les coefficients de self-induction en unités C.G.S., car les circuits utilisés ont en général des coefficients bien inférieurs à 1 henry.

On a alors pour la longueur d'onde

$$\lambda = 6\pi\sqrt{10}\sqrt{\mathfrak{L}_{\text{C.G.S}}\ \mathfrak{C}_{\text{MF}}} \text{ mètres}$$
$$= 59{,}61\sqrt{\mathfrak{L}_{\text{C.G.S.}}\ \mathfrak{C}_{\text{MF}}} \text{ mètres} \quad (\text{Table II}).$$

(*) Cette relation est valable pour le cas, seul à considérer en pratique, d'un amortissement qui n'est pas extrêmement fort, c'est-à-dire $\vartheta \leqq 2\pi$. Elle donne pour la longueur d'onde (21) de l'oscillation

$$\lambda = 6\pi\sqrt{\mathfrak{L}\mathfrak{C}}.10^{10} \text{ cm} \quad (*).$$

6. **Condensateurs associés en quantité et en série.** — Dans la suite on appellera *capacité résultante* la valeur de la capacité qui, introduite dans la formule de Thomson, donne la valeur exacte de la fréquence.

a. Quand il s'agit d'obtenir de grandes capacités, il est nécessaire d'associer plusieurs condensateurs en quantité (*fig.* 8).

Si $\mathfrak{C}_1$ et $\mathfrak{C}_2$ sont les capacités des deux condensateurs de la figure 8, la

Fig. 8.

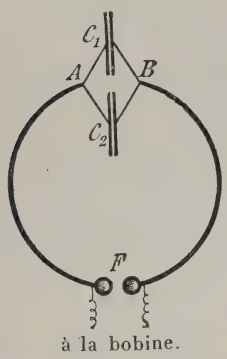
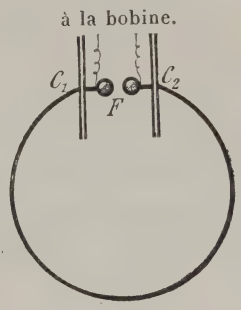


Fig. 9.



capacité résultante de ces deux condensateurs associés en quantité est égale à la somme des capacités

$$\mathfrak{C} = \mathfrak{C}_1 + \mathfrak{C}_2;$$

pour m condensateurs de capacité $\mathfrak{C}_1$, on aura

$$\mathfrak{C} = m\mathfrak{C}_1.$$

b. En maintes occasions il est avantageux d'associer en série plusieurs condensateurs, deux par exemple (*fig.* 9). La capacité résultante est alors

$$\frac{1}{\mathfrak{C}} = \frac{1}{\mathfrak{C}_1} + \frac{1}{\mathfrak{C}_2}$$

et, dans le cas de deux condensateurs de même capacité $\mathfrak{C}_1$,

$$\mathfrak{C} = \frac{1}{2}\mathfrak{C}_1.$$

Si la capacité $\mathfrak{C}_1$ d'un des condensateurs est très supérieure à la capacité $\mathfrak{C}_2$ de l'autre condensateur, on a approximativement

$$\mathfrak{C} = \mathfrak{C}_2,$$

c'est-à-dire que la fréquence est presque exclusivement déterminée par la capacité du petit condensateur.

c. Les figures 10 et 11 représentent des cas importants dans la pratique et qui sont des combinaisons des associations en quantité et en série. On a pour la capacité résultante, comme il est facile de le déduire de ce qui précède,

$$\frac{1}{\mathfrak{C}} = \frac{1}{\mathfrak{C}_1 + \mathfrak{C}_2} + \frac{1}{\mathfrak{C}_3 + \mathfrak{C}_4}$$

ou

$$\frac{1}{\mathfrak{C}} = \frac{1}{\mathfrak{C}_1 + \mathfrak{C}_2 + \mathfrak{C}_3} + \frac{1}{\mathfrak{C}_4 + \mathfrak{C}_5 + \mathfrak{C}_6} + \frac{1}{\mathfrak{C}_7 + \mathfrak{C}_8 + \mathfrak{C}_9}.$$

Lorsque tous les condensateurs ont la même capacité $\mathfrak{C}$, on a

$$\mathfrak{C} = \mathfrak{C}_1,$$

la capacité résultante des 4 ou des 9 condensateurs est donc égale à celle de l'unique condensateur dans le montage de la figure 1.

d. Les dispositifs des figures 10, 11 et 1 sont donc équivalents, pour

Fig. 10.

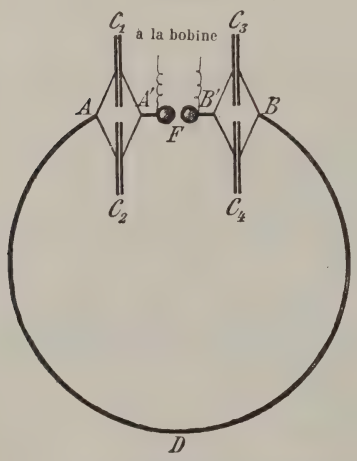
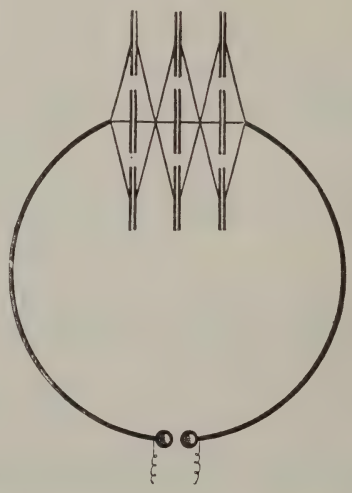


Fig. 11.



ce qui est de la capacité résultante, lorsque la capacité de chacun des condensateurs est la même. La différence, et par suite l'un des avantages des dispositifs associés en série et en quantité, consiste en une diminution de la charge pour chaque condensateur. Pour le dispositif simple, la tension entre les armatures est égale à la tension entre les boules de l'éclateur, avec le dispositif de la figure 10 elle n'en est que la moitié, avec celui de la figure 11 le tiers seulement.

7. Conséquence pratique de la formule de Thomson. — La formule de Thomson donne un moyen très simple d'obtenir une valeur approchée de la fréquence ou, inversement, de calculer la capacité nécessaire pour obtenir une fréquence donnée.

Dans la plupart des cas, il n'est pas possible de calculer la fréquence des circuits à condensateur avec une exactitude suffisante pour qu'elle soit utilisable dans la pratique. Cela ne tient pas à une inexactitude de la formule de Thomson, mais à ce que le plus souvent les valeurs de la capacité et du coefficient de self-induction ne sont pas connues avec exactitude.

a. La capacité $\mathfrak{C}$ (comme d'ailleurs le coefficient de self-induction $\mathfrak{L}$) est la capacité que le condensateur possède pour l'oscillation considérée, c'est-à-dire pour la fréquence qui par suite devrait être calculée la première.

Pour un condensateur à lame d'air, cette capacité $\mathfrak{C}$ n'est pas sensiblement différente de celle C du même condensateur pour une charge statique, du moins avec les fréquences employées en TSF. Or C peut être mesurée ou calculée facilement et avec une exactitude suffisante d'après les dimensions. Dans les condensateurs à diélectrique solide, au contraire, la capacité peut, dans une large mesure, dépendre de la fréquence. Le rapport de la capacité $\mathfrak{C}$ d'un tel condensateur à sa capacité C pour une charge statique s'appelle *facteur de fréquence.* Ce facteur peut atteindre la valeur 0,7 à 0,8 pour le mica et la micanite; pour beaucoup de verres il diffère notablement de l'unité, alors que pour plusieurs espèces de flint (*) et pour la plupart des huiles il est voisin de 1.

b. On peut déjà prévoir que le coefficient de self-induction dans la formule de Thomson est celui correspondant à la fréquence considérée, puisque le coefficient de self-induction des bobines, par exemple, peut différer notablement de celui qui correspond au courant continu (37). Le fait qu'on a à considérer le coefficient $\mathfrak{L}$ du circuit total augmente encore la difficulté.

Le courant, dans le cas de la figure 8, par exemple, ne circule pas seulement dans le conducteur AFB, mais également en partie dans les armatures du condensateur et dans les connexions AC_1, BC_1, AC_2, BC_2. Cela n'a pas d'importance lorsque le circuit contient des bobines à nombreuses spires, car l'influence des bobines sur le coefficient de self-induction est tellement supérieure à celle des connexions qu'on peut, sans grande inexactitude, négliger ces dernières. Mais dans

(*) Par exemple ceux des marques Schott et Genossen, d'Iéna; Molineaux Webb et C°, à Manchester, Ancoats, Kirby Street.

beaucoup de cas il est très important de diminuer autant que possible le coefficient de self-induction $\mathfrak{L}$ et par suite celui de AFB (*fig.* 8). En général, on emploie alors comme circuit un anneau de fil ou plusieurs anneaux montés en parallèle. Dans ce cas, et en particulier quand on utilise un grand nombre de condensateurs, le coefficient de self-induction total peut être bien supérieur à celui calculé d'après les dimensions de l'anneau AFB.

III. — Amortissement.

8. **Les échanges d'énergie par les oscillations.** — *a.* Tant que le courant i a la direction de la flèche de la figure 2, un flux d'électricité positive s'écoule de l'armature A, par conséquent la charge positive $+e$ de cette armature diminue progressivement. Cette charge augmente lorsque le courant a la direction contraire.

Ce qui est exact pour la charge e l'est également pour la tension $\mathcal{V}$ entre les armatures du condensateur; ces deux quantités sont en effet liées par la relation

$$e = \mathfrak{C}\mathcal{V}.$$

Si l'on construit les courbes pour $\mathcal{V}$ et pour i en portant en abscisses les temps et en ordonnées des valeurs proportionnelles à la tension $\mathcal{V}$ ou au courant i, ces courbes se présenteront l'une par rapport à l'autre comme celles de la figure 12 : la tension et le courant diffèrent d'environ 90° dans la phase.

b. On sait que l'énergie W_e du champ électrique dans un condensateur chargé de capacité $\mathfrak{C}$ est donnée par la relation

$$W_e = \frac{1}{2}\mathfrak{C}\mathcal{V}^2.$$

L'énergie W_m du champ magnétique d'un circuit de coefficient de self-induction $\mathfrak{L}$ est donnée par la relation

$$W_m = \frac{1}{2}\mathfrak{L}i^2 \quad (^5).$$

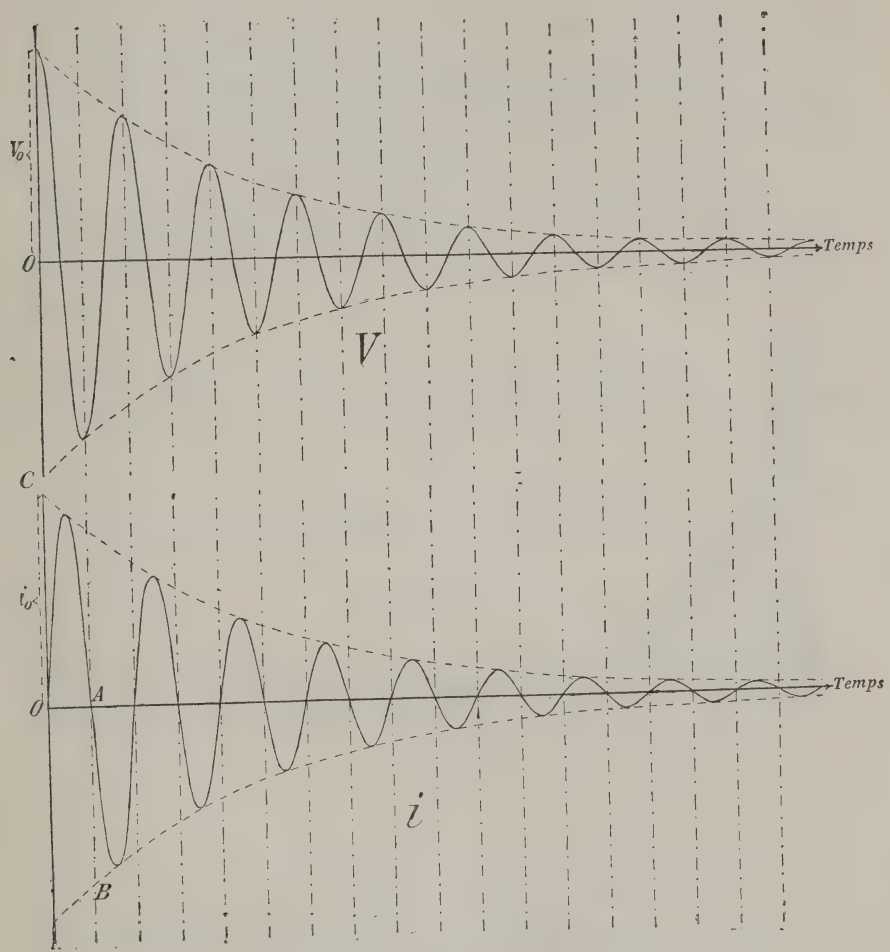
L'énergie totale W du champ complet d'un circuit à condensateur à un moment quelconque est la somme des énergies des champs électrique et magnétique

$$W = W_e + W_m.$$

c. La figure 13 représente chacune de ces trois quantités : W_e en trait

fin, W_m en traits interrompus, W somme des deux précédentes en trait fort (*).

Fig. 12.



Au début de l'oscillation, tant que le courant n'est pas encore sensible,

$$W = W_e;$$

l'énergie totale du circuit à condensateur est égale à l'énergie électrique du condensateur chargé.

(*) La courbe de courant de la figure 13 aide seulement à la comparaison avec la figure 12.

Après un quart de période, la tension est nulle (*fig.* 12), mais le courant est maximum; on a alors

$$W = W_m;$$

l'énergie totale du circuit à condensateur est égale à celle de son champ magnétique.

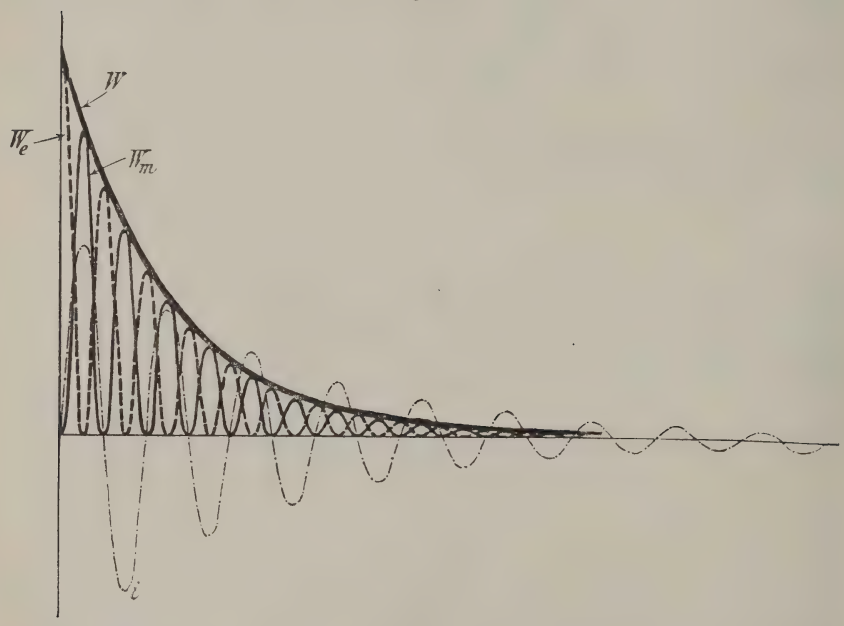
Après un nouveau quart de période, le courant est encore nul et par conséquent

$$W = W_e,$$

et ainsi de suite.

Il se produit donc, par les oscillations, des échanges continuels

Fig. 13.



entre l'énergie du champ électrique dans le condensateur et l'énergie du champ magnétique créé par le courant.

9. **Les diverses causes d'amortissement.** — *a.* Si ces échanges n'exigeaient aucune dépense d'énergie, l'énergie totale W et, par suite des relations de 8 *b*, les amplitudes du courant et de la tension resteraient les mêmes. Mais chaque dépense d'énergie entraîne une diminution de l'énergie totale et, par suite, une diminution de l'amplitude et un amortissement des oscillations. Pour rechercher les causes d'amortissement il suffit donc de rechercher les pertes d'énergie.

b. On peut scinder la dépense d'énergie par les oscillations de la manière suivante :

1° Perte d'énergie par développement de chaleur dans le circuit métallique (chaleur Joule);

2° Perte d'énergie dans l'éclateur;

3° Perte d'énergie dans le diélectrique du condensateur;

4° Perte d'énergie par effluves du condensateur;

5° Perte d'énergie par courants parasites (ou de Foucault) induits par le champ magnétique alternatif.

10. **Amortissement par chaleur Joule.** — *a*. La quantité de chaleur développée par un courant continu i dans un fil de résistance R pendant le temps t est

$$R i^2 t.$$

D'une manière analogue, un courant alternatif produit dans un fil de *résistance effective* $\mathfrak{R}$ (38) pendant une période T la quantité de chaleur

$$\mathfrak{R}(i^2)T,$$

(i^2) représentant la valeur moyenne de i^2 pendant la période considérée. Pour une oscillation non amortie on a la relation connue

$$(i^2) = \frac{1}{2} i_0^2,$$

relation encore approximativement vérifiée pour une oscillation amortie (*).

Le développement de chaleur pendant une période est donc sensiblement

$$\frac{1}{2} \mathfrak{R} i_0^2 T,$$

i_0 étant la valeur de l'amplitude du courant pour la période considérée. Si l'on se rappelle que l'énergie échangée par période dans le circuit à condensateur est (8 *b* et *c*)

$$\frac{1}{2} \mathfrak{L} i_0^2,$$

on peut dire que la dépense d'énergie par chaleur Joule est proportionnelle à l'énergie échangée par les oscillations dans le circuit à condensateur.

b. Par suite, comme le montre la théorie, la courbe qui représente

(*) (i^2) est généralement noté sous la forme i_{eff}^2.

la décroissance de l'amplitude avec le temps, *courbe des amplitudes*, est une exponentielle. Sa propriété est que le rapport de l'amplitude $\mathfrak{A}_1$ au début d'une période à l'amplitude $\mathfrak{A}_2$ à la fin de la même période est constant pendant toute l'oscillation

$$\frac{\mathfrak{A}_1}{\mathfrak{A}_2} = \text{const.} \tag{1}$$

Plus ce rapport est grand, plus la décroissance relative de l'amplitude pendant la période est grande. La grandeur de ce rapport donne donc une mesure de l'amortissement.

On n'utilise pas habituellement ce nombre comme mesure, mais plutôt son logarithme népérien,

$$\mathfrak{d} = \log \text{nep} \frac{\mathfrak{A}_1}{\mathfrak{A}_2}, \tag{2}$$

qu'on appelle *décrément logarithmique* ou simplement *décrément;* dans le cas présent, où l'amortissement est déterminé par la chaleur Joule, c'est le décrément Joule $\mathfrak{d}_J$.

c. La relation donnant la grandeur de l'amplitude $\mathfrak{A}$ au temps t est

$$\mathfrak{A} = \mathfrak{A}_0 e^{-\frac{\mathfrak{d}}{T} t} = \mathfrak{A}_0 e^{-N\mathfrak{d}t}, \tag{3}$$

dans laquelle e est la base des logarithmes népériens et $\mathfrak{A}_0$ la valeur initiale de l'amplitude ($t = 0$). Cette valeur se nomme *amplitude initiale* de l'oscillation, ou tout simplement *amplitude* lorsqu'il ne saurait y avoir d'ambiguïté.

La figure 14 représente la décroissance de l'amplitude pour diverses valeurs du décrément. La Table IV donne des courbes d'oscillations pour divers décréments.

On écrit souvent la relation (3) sous la forme

$$\mathfrak{A} = \mathfrak{A}_0 e^{-\delta t}$$

avec

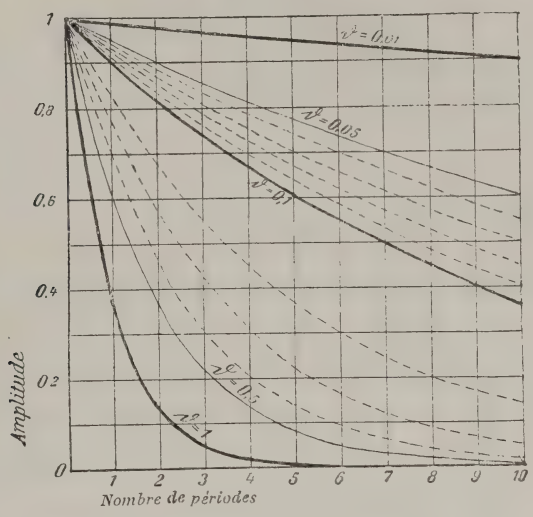
$$\delta = \frac{\mathfrak{d}}{T} = N\mathfrak{d};$$

δ s'appelle *facteur d'amortissement.* Les amplitudes de deux oscillations de fréquences quelconques sont diminuées dans le même rapport après le même nombre de secondes lorsqu'elles ont le même facteur d'amortissement, après le même nombre de périodes si elles sont de même décrément.

d. D'après ce qui a été dit en *a*, la grandeur du décrément Joule est déterminée par le rapport de la dépense d'énergie pendant une

période à l'énergie contenue dans le circuit à condensateur. De fait,

Fig. 14.



le décrément est proportionnel à ce rapport

$$\mathfrak{d}_j = \frac{1}{2}\,\frac{\frac{1}{2}\mathfrak{R}\,i_0^2\,\mathrm{T}}{\frac{1}{2}\mathfrak{L}\,i_0^2} = \frac{\mathfrak{R}}{2\mathfrak{L}}\,\mathrm{T} = \frac{\mathfrak{R}}{2\,\mathrm{N}\mathfrak{L}},$$

de même

$$\delta_j = \frac{\mathfrak{R}}{2\mathfrak{L}}.$$

11. Amortissement par étincelle. Généralités. — *a.* Les courbes A_1 et A_2 de la figure 15, obtenues expérimentalement, sont des courbes d'amplitudes de circuits à condensateur avec étincelle. Si on les compare avec les courbes de la figure 14, on voit immédiatement que l'amplitude ne décroît pas, dans ce cas, de la même manière que dans les circuits à condensateur pour lesquels l'amortissement est uniquement déterminé par la chaleur Joule.

La courbe d'amplitudes n'est pas une exponentielle, et se rapproche d'autant plus d'une droite que la consommation d'énergie par étincelle l'emporte sur celle par chaleur Joule ([6]).

b. La raison, pour laquelle l'amplitude décroît de cette manière, est qu'on ne peut pas appliquer pour la consommation d'énergie par étincelle les mêmes relations que pour la consommation due à la résistance ohmique, mais plutôt, d'une manière approchée, les relations

relatives à l'arc lumineux ([7]). Il s'ensuit que la dépense d'énergie par seconde est liée au courant i par la relation

$$(1) \qquad A_f = ai + b$$

(a et b étant des constantes de l'éclateur) ou, pour des courants considérables,

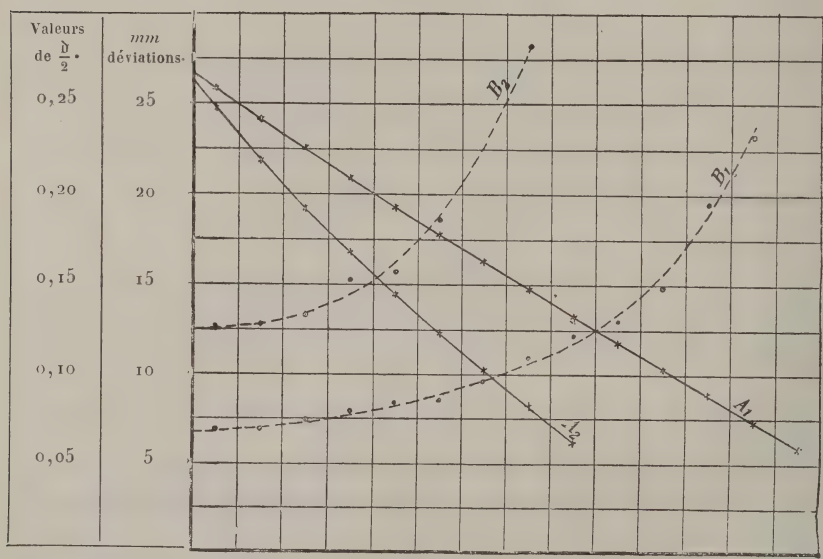
$$(2) \qquad A_f = ai.$$

Comme, d'un autre côté,

$$A_f = i\mathcal{V}_f,$$

$\mathcal{V}_f$ étant la tension entre les pôles de l'éclateur, la relation (2) signifie

Fig. 15.



que la tension entre les pôles de l'éclateur est constante pendant l'oscillation

$$\mathcal{V}_f = a \qquad (\textit{voir} \text{ Table V}).$$

c. La conséquence de cette décroissance de l'amplitude est que le rapport de l'amplitude $\mathfrak{A}_1$ au début d'une période à l'amplitude $\mathfrak{A}_2$ à la fin de cette période, ou le logarithme de ce rapport, c'est-à-dire le décrément, n'est plus constant pour toutes les périodes (*). Il augmente

(*) Pour le cas limite où la consommation d'énergie dans l'étincelle est seule à

beaucoup pendant la durée de l'oscillation, ainsi que le montrent les courbes B_1 et B_2 (*fig.* 15) représentant les décréments pour les différentes périodes des courbes A_1 et A_2. On ne peut donc pas parler d'un décrément caractéristique bien déterminé s'appliquant à tout le cours de l'oscillation.

Lorsque les phénomènes suivent une marche régulière, on peut cependant parler d'une valeur moyenne du décrément. Pour justifier l'emploi d'une telle valeur moyenne, il faut qu'elle réponde à une nécessité pratique. La décroissance de l'amplitude en fonction du temps est, dans les circuits à condensateur sans étincelle, déterminée complètement par une seule valeur : le décrément. Il est très commode pour les déductions qualitatives, d'étendre cette notion aux circuits à condensateur avec étincelle. On peut admettre jusqu'à un certain point ce procédé, par ce fait ([8]) que, dans beaucoup de phénomènes, mais non dans tous ceux qu'on considère en TSF, les circuits à condensateur avec étincelle se comportent à peu près comme si leur décrément restait constant pendant toute l'oscillation.

d. Si l'on utilise un tel décrément moyen $\mathfrak{d}$, on peut le séparer en deux parties, l'une $\mathfrak{d}_j$ qui provient de la consommation d'énergie par chaleur Joule, l'autre $\mathfrak{d}_f$ provenant de la consommation d'énergie par étincelle, c'est-à-dire

$$\mathfrak{d} = \mathfrak{d}_j + \mathfrak{d}_f.$$

On peut, en introduisant comme en 10 *d* une *résistance d'étincelle* R_f, la relier au décrément par étincelle par la relation

$$\mathfrak{d}_f = \frac{R_f}{2\mathfrak{L}} T = \frac{R_f}{2N\mathfrak{L}}.$$

12. **Amortissement par étincelle. Méthodes de détermination.** — Pour déterminer l'amortissement par étincelle, on emploie surtout les deux méthodes suivantes :

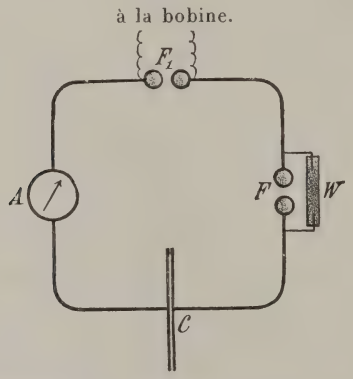
a. Dans la première méthode, dite *méthode de résonance*, le décrément total est mesuré par un procédé qui sera décrit plus loin en détail (72 et suivants). Comme le conducteur du circuit à condensateur que l'on considère peut être organisé de telle sorte que le décrément Joule soit déterminé exactement ou encore rendu négligeable par rapport au décrément par étincelle, on peut déduire ce dernier décrément du décrément total, à condition d'éviter les pertes d'énergie par chaleur Joule ou d'en faire le calcul.

---

considérer, ce n'est plus le rapport $\frac{\mathfrak{A}_1}{\mathfrak{A}_2}$ mais la différence $\mathfrak{A}_1 - \mathfrak{A}_2$ qui est constante pour toutes les périodes.

b. La deuxième méthode, utilisant le dispositif de la figure 16 ([9]), détermine par substitution la résistance d'étincelle. L'éclateur dont on doit mesurer la résistance est en F, A est un thermique, W une très grande résistance (*) qui permet la charge du condensateur malgré l'éclateur F et dont la valeur est suffisamment élevée pour qu'elle n'influence

Fig. 16.



pas les oscillations du circuit à condensateur passant par F. On lit les indications de A lorsque l'éclateur F est dans le circuit ; puis on le remplace par une résistance variable sans induction, qu'on augmente jusqu'à ce qu'on obtienne la même indication en A. Lorsqu'il en est ainsi la résistance d'étincelle est égale à la résistance introduite, en supposant que le coefficient de self-induction du circuit à condensateur, le nombre de décharges et l'éclateur F_1 soient restés identiques dans les deux cas.

13. **Amortissement par étincelle. Sa grandeur.** — *a.* Toutes choses égales d'ailleurs, et en particulier pour une même longueur d'étincelle, la résistance d'étincelle est d'autant plus petite que l'amplitude du courant est plus grande. Dans les limites à considérer en TSF, la résistance d'étincelle R_f est à l'amplitude du courant i_0 à peu près dans le rapport

$$R_f \sim \frac{1}{i_0} \quad (**). \tag{1}$$

(*) On peut la remplacer, sans inconvénient, par une bobine ayant un très grand coefficient de self-induction.

(**) Il en résulte qu'on peut abaisser la résistance d'étincelle en intercalant un condensateur en dérivation sur l'éclateur ([11]). Mais le changement de résistance d'étincelle est faible eu égard à la dépense d'énergie nécessaire pour charger le condensateur, le procédé est donc peu économique.

Si l'on admet qu'il n'y a qu'un éclateur dans le circuit, l'amplitude de la tension est constante pour une longueur d'étincelle constante. Dans ce cas, si l'on change l'amplitude du courant en faisant varier le coefficient de self-induction du circuit, on déduit de (1) approximativement

$$R_f \sim \sqrt{\mathfrak{L}};$$

si, au contraire, on fait varier l'amplitude du courant par la capacité, le coefficient de self-induction restant constant, on déduit de (1)

$$R_f \sim \frac{1}{\sqrt{\mathfrak{C}}}.$$

Dans le premier cas, la résistance d'étincelle augmente avec le coefficient de self-induction; dans le second, elle diminue quand la capacité augmente.

Le décrément par étincelle, dans les limites entre lesquelles la formule (1) est valable, est à peu près indépendant de la capacité et du coefficient de self-induction du circuit ([10]); il ne dépend que des données de l'éclateur.

b. La résistance d'étincelle, ainsi que le décrément correspondant, ne sont pas indépendants de la résistance du circuit métallique; ils augmentent tous deux quand la résistance du conducteur est accrue.

c. Les facteurs suivants déterminent l'influence de l'éclateur sur la résistance d'étincelle :

1° La matière dont est composée l'éclateur;

2° La forme (rayon des boules, si les pôles de l'éclateur sont sphériques);

3° Le gaz dans lequel se produit l'étincelle;

4° La longueur de l'étincelle.

En ce qui concerne la composition de l'éclateur, il a été établi que la résistance d'étincelle des éclateurs à sphères de laiton était environ la moitié de celle des éclateurs à sphères de zinc, toutes choses égales d'ailleurs.

La résistance d'étincelle est à peu près indépendante du rayon des boules de l'éclateur jusqu'à une longueur d'étincelle de 1^{cm} environ. Pour de plus grandes distances explosives la résistance semble être en raison inverse du rayon des boules (*). Les éclateurs à électrodes en formes de plaques ne paraissent pas se distinguer des éclateurs à grosses boules (41 *a*).

(*) Par suite, avec de grosses boules, l'amplitude de la tension et aussi celle du courant pour une même longueur d'étincelle sont plus grandes qu'avec de petites boules (41 *a*).

Les expériences ([12]) ont établi que, toutes choses égales d'ailleurs, les décréments par étincelle étaient plus grands dans l'hydrogène que dans l'air.

d. La méthode de substitution (12 *b*) donne les résultats de la courbe B (*fig.* 17), lorsqu'on fait varier la distance explosive de F (*fig.* 16) sans apporter d'autre changement au circuit à condensateur. La résistance d'étincelle croît lentement, puis rapidement avec la longueur d'étincelle. Mais si l'on change la distance explosive d'un éclateur unique dans le circuit et qu'on détermine par la méthode de résonance (12 *a*) le décrément et par suite la résistance d'étincelle, on obtient la courbe A de la

Fig. 17.

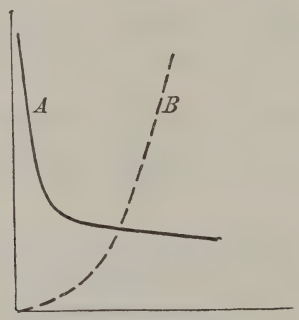


figure 17 (*); quand on augmente la longueur d'étincelle, la résistance correspondante décroît d'abord rapidement, puis à partir d'une certaine longueur (6^{mm} environ) beaucoup plus lentement. Les valeurs de la résistance d'étincelle que G. Rempp ([13]) a déterminées par ce procédé, pour des capacités différentes, sont données dans la figure 18; les valeurs du décrément par étincelle résultant de ces observations ([14]) sont données dans la figure 19 (**).

La raison de la divergence des résultats est la suivante ([15]) : S'il n'y a qu'un éclateur dans le circuit, sa longueur détermine à la fois l'amplitude de la tension et celle du courant. Si l'on change cette longueur, on change aussi l'amplitude du courant. On détermine donc la résistance d'étincelle pour une longueur d'étincelle et une amplitude de courant variables. L'allongement de l'étincelle seul produirait un accroissement de la résistance d'étincelle, mais l'augmentation de l'amplitude du courant entraîne une diminution de cette résistance. Les deux fac-

(*) Les longueurs d'étincelle sont en abscisses, les résistances d'étincelle en ordonnées.

(**) Coefficient de self-induction du circuit = 3000 C. G. S. environ, boules d'éclateur en zinc.

teurs intervenant simultanément, le second l'emporte pour les faibles distances explosives, son action est ensuite compensée pour les plus grandes longueurs d'étincelle.

Dans la méthode de substitution (*fig.* 16), les grandeurs de l'amplitude de la tension et de l'amplitude du courant sont déterminées par la longueur de l'éclateur F_1 et sont par conséquent indépendantes de l'éclateur F, dont la résistance doit être mesurée. Si la longueur de F

Fig. 18.

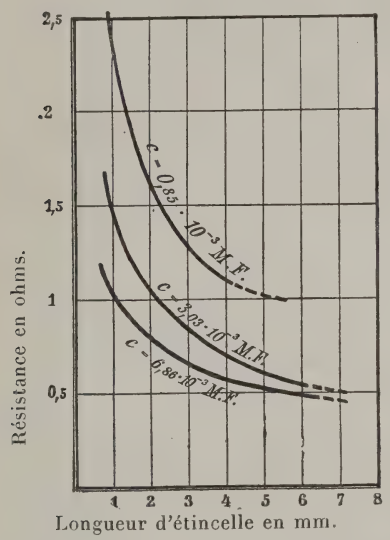
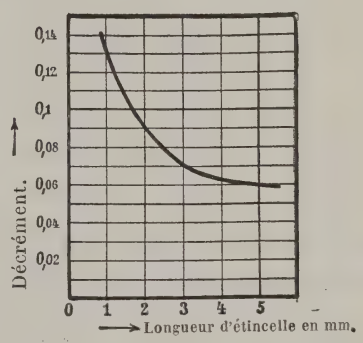


Fig. 19.



varie, l'amplitude du courant reste invariable en première approximation. On détermine donc la variation de la résistance d'étincelle en fonction de sa longueur pour une amplitude de courant constante.

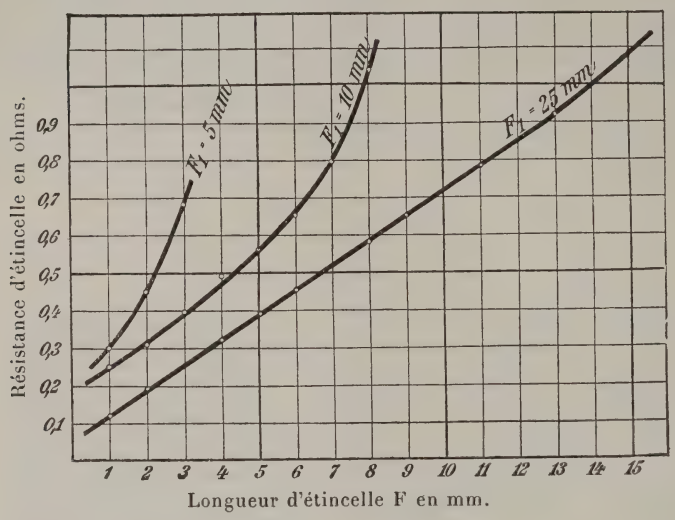
Il faut aussi considérer une différence de principe. Dans la méthode de substitution on détermine la résistance qui, mise à la place de l'étincelle, donne le même effet de courant (43 *a*). Dans la méthode de résonance on évalue la résistance qui produit la même acuité de résonance (64 *c*) sur un système secondaire en couplage lâche, lorsqu'on l'introduit à la place de l'étincelle. Ces deux résistances de comparaison ne peuvent pas réagir d'une manière identique.

e. De *a* et de *b* on déduit ce qui suit pour les résultats de la méthod de substitution :

1° La grandeur de la résistance d'étincelle de F (*fig.* 16) n'est pa seulement déterminée par les dimensions de cet éclateur, par la capacité et le coefficient de self-induction du circuit à condensateur, mais aussi par la longueur de l'éclateur F_1 parce que l'amplitude du courant

en dépend. L'influence de F_1 sur F est représentée par la figure 20 pour des longueurs variables de F_1. Une donnée sur la résistance de F, sans indication des dimensions de F_1, est aussi inutile que la donnée de la

Fig. 20.



résistance d'une lampe à filament métallique, sans indication de la tension pour laquelle cette résistance a été déterminée.

2° La méthode de substitution ne donne aucune indication sur ce que serait la résistance d'étincelle, dans le cas où il n'y aurait qu'un seul éclateur dans le circuit. On pourrait, il est vrai, admettre que l'éclateur F_1 ne serait pas beaucoup plus grand que F, que par conséquent l'amplitude du courant serait à peu près la même quand F serait seul dans le circuit. Mais la condition de n'avoir dans le circuit aucune résistance notable, à part l'éclateur, condition qu'on vise toujours en construisant un bon circuit à condensateur, ne peut pas être réalisée. On a toujours dans le circuit, en plus de la résistance de F, celle de F_1, qui est du même ordre et qui agit sur elle (*).

14. Éclateurs fractionnés ou multiples. — Si plusieurs éclateurs sont intercalés en série dans un circuit à condensateur, la résistance d'étincelle totale n'est pas égale à la somme des résistances propres à chaque éclateur supposé seul dans le circuit. En effet, l'introduction de plusieurs

(*) On peut cependant appliquer la méthode lorsque la perte d'énergie par étincelle peut être séparée des autres pertes.

éclateurs en série augmente d'une manière correspondante l'amplitude de la tension et l'amplitude du courant; par exemple cinq éclateurs identiques en série augmentent cinq fois l'amplitude par rapport à ce qu'elle était avec un seul éclateur.

La question suivante est très importante dans la pratique : le décrément, dans le cas de plusieurs éclateurs en série, est-il plus grand ou plus petit, pour une même tension initiale, que dans le cas d'un seul éclateur? Les expériences ([16]) faites pour éclaircir cette question ont montré que, jusqu'à une amplitude de tension d'environ 80000 volts et pour des capacités supérieures à $0,6.10^{-3}$ MF, l'éclateur simple donnait un décrément inférieur à celui correspondant à un éclateur multiple.

15. Perte d'énergie dans le diélectrique du condensateur. — Le champ électrique alternatif, qui s'établit par les oscillations dans le diélectrique situé entre les armatures du condensateur, entraîne une perte d'énergie pour presque tous les isolants. C'est une conséquence de *l'hystérésis diélectrique*, analogue électrique de l'hystérésis magnétique.

Les observations ([17]) faites jusqu'à présent laissent prévoir que l'énergie consommée ainsi par période est indépendante de la fréquence de l'oscillation et est proportionnelle à l'énergie existant dans le condensateur pendant cette période. Par suite, l'accroissement δ_h que subit le décrément total, du fait des pertes dues à l'hystérésis, est indépendant de la fréquence de l'oscillation, des dimensions et de la capacité du condensateur et est déterminé exclusivement par l'isolant du condensateur, donc :

1° Par sa composition chimique;

2° Par sa température;

3° Par sa charge (*).

Pour la constitution de l'isolant, on sait que le décrément par hystérésis est insensible pour l'air, très petit pour l'huile de paraffine, la paraffine, le flint anglais (**) et plusieurs sortes de verres de Schott et Cie; il est de grandeur moyenne pour plusieurs espèces d'ébonite. Il peut être très grand pour plusieurs sortes de verre, par exemple pour

---

(*) Par la charge B_e on entend l'énergie contenue dans 1^{cm^3} de matière. Comme on le sait

$$B_e = \frac{k}{8\pi} E^2 \cdot \frac{1}{9.10^{20}} \text{ C. G. S.} = 0,443 k\, 10^{-6} E^2 \left(\frac{\text{volt}}{\text{cm}}\right)^2,$$

k étant le rapport de la constante diélectrique de la matière à celle de l'air et E l'intensité du champ électrique.

(**) C'est-à-dire pour le flint que la firme Molineaux Webb et Co, Manchester (Ancoats, Kirby Street) emploie pour bouteilles de Leyde. Le décrément par hystérésis est pour ce flint de 0,01 environ et est indépendant de la charge.

le verre à vitre ordinaire, pour plusieurs espèces d'ébonite, pour le mica et pour la micanite, isolant d'ordinaire très commode.

L'élévation de la température augmente le décrément par hystérésis et très notablement dans certaines circonstances.

Le décrément par hystérésis est indépendant de la charge pour beaucoup de matières, pour d'autres on observe une variation de la forme

$$\vartheta_h = \alpha + \beta B_e$$

(α et β étant des constantes de la matière) quand l'amplitude des oscillations augmente progressivement. Pour certaines matières cette variation n'est qu'une conséquence indirecte de la charge; l'accroissement de l'amplitude des oscillations entraîne une plus grande consommation d'énergie qui augmente la température de l'isolant et par suite le décrément par hystérésis.

16. **Perte d'énergie par effluves.** — *a.* Pour le but envisagé dans cet Ouvrage, il faut distinguer deux sortes d'effluves. Les effluves de

Fig. 21 *a*.

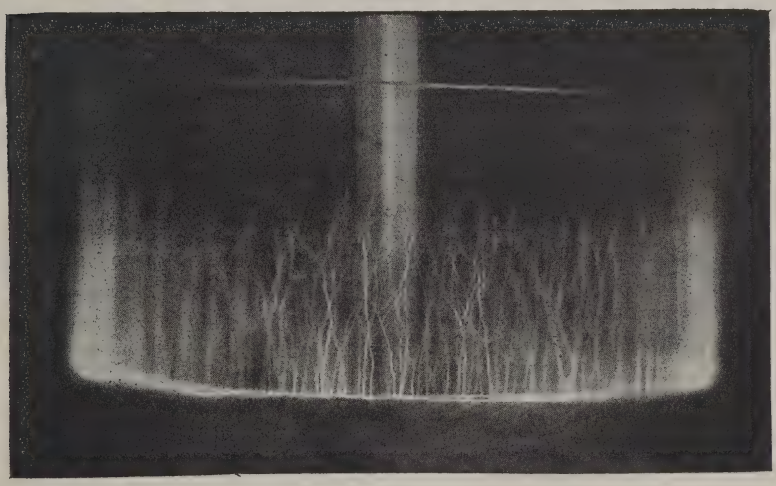
la première espèce se produisent, que le conducteur soit chargé statiquement ou par des oscillations. C'est le phénomène par lequel des conducteurs chargés à une très haute tension émettent de fines aigrettes lumineuses, principalement par les arêtes et par les pointes. La raison en est que, sous l'influence d'un champ électrique puissant, l'air devient conducteur (ionisé) et, par suite, laisse écouler une partie de la charge. On observe ce phénomène très fréquemment aux machines à influence; dans le domaine de la TSF on l'observe accidentellement aux condensateurs à air, dont les plaques présentent des arêtes vives ou

des aspérités, et principalement aux antennes ou aux bobines qui sont chargées à une très haute tension.

Les effluves de la seconde espèce sont liées à l'existence des oscillations. Elles se produisent dès que les oscillations commencent, même si les parties correspondantes du conducteur ne sont pas portées à une très haute tension. On les observe surtout avec les bouteilles de Leyde (*voir* les épreuves photographiques, *fig.* 21 *a* et 21 *b*) et avec les autres condensateurs à diélectrique solide : ce sont des étincelles fines et ramifiées, qui partent du bord des armatures et courent à la surface du diélectrique.

b. Dans les deux cas, la condition nécessaire pour avoir des effluves abondantes est une ionisation suffisante de l'air et, par suite, un fort champ électrique. Quand on évite les pointes et les arêtes aiguës, où l'intensité du champ électrique atteint des valeurs particulièrement élevées, on n'a pas à redouter les effluves, dans la plupart

Fig. 21 *b*.



des cas pratiques, tant que la tension n'atteint pas au moins quelques centaines de volts.

c. Si l'effluve existe, elle entraîne toujours une perte d'énergie. En outre, l'effluve de la seconde espèce cause des irrégularités dans la fréquence (79).

17. Perte d'énergie par courants parasites. — Le champ magnétique alternatif, produit par le courant alternatif d'un circuit à condensateur,

induit dans tous les conducteurs, que traversent les lignes d'induction magnétique, des courants qu'on appelle *courants parasites*. L'énergie transformée en chaleur par ces courants est perdue pour le circuit à condensateur, l'amortissement est donc augmenté de ce fait.

Il faut considérer tous les conducteurs qui se trouvent au voisinage immmédiat du circuit à condensateur, et tout particulièrement ceux qui sont placés à l'intérieur des bobines où le champ magnétique est surtout concentré (par exemple les bornes de jonction).

Les armatures des condensateurs sont particulièrement suspectes, car à cause de leur grande surface et de leur faible épaisseur (*) elles donnent lieu à des pertes par courants parasites importantes. Les bouteilles de Leyde ne sont pas avantageuses à ce point de vue; il est beaucoup plus facile avec des condensateurs à plaques de donner aux armatures une direction telle qu'elles soient traversées par le moins grand nombre possible de lignes d'induction magnétique.

18. **Relations entre les différentes pertes d'énergie.** — *a. Circuit à condensateur avec étincelle.* — La question importante dans la pratique est la suivante : quelles sont les pertes d'énergie qui sont à considérer, à côté de la consommation considérable d'énergie produite par l'étincelle?

Si l'on emploie comme conducteur des fils ou des tubes de cuivre d'au moins quelques millimètres de diamètre, on peut être certain que le décrément Joule sera insignifiant par rapport au décrément par étincelle.

Les pertes par courants parasites peuvent intervenir sérieusement, surtout si on les provoque par un dispositif maladroit des condensateurs. Mais on peut également les diminuer de telle sorte qu'elles n'influencent pas sensiblement le décrément total.

A cause des hautes tensions auxquelles les circuits à condensateur avec étincelle sont en général destinés, il est obligatoire d'employer pour les condensateurs un isolant qui se laisse très difficilement percer. En outre, on doit rechercher une haute constante diélectrique, afin de ne pas donner aux condensateurs des dimensions peu maniables. Pour ces deux raisons on exclut les condensateurs à air (**); les condensateurs à diélectrique solide, ou liquide dans certains cas spéciaux, sont seuls employés. Il faut donc compter avec les pertes par hystérésis qui, dans certaines circonstances, peuvent être élevées pour une haute charge des condensateurs. En fait (***) ces pertes ne sont généralement pas à négliger devant les pertes dues à l'étincelle.

(*) Les masses métalliques très épaisses sont peu dangereuses sous ce rapport.
(**) Sauf quand on emploie l'air à très haute pression (41 *b*) ([18]).
(***) Les condensateurs en verre de vitre ont un décrément total presque double

On ne sait pas d'une manière certaine si les pertes d'énergie par effluves des condensateurs peuvent atteindre une valeur notable. Ce qu'on sait, c'est que, en général, l'inconvénient majeur des effluves réside dans l'irrégularité de la fréquence qu'elles entraînent et non pas dans la perte d'énergie.

b. Les circuits à condensateur sans étincelle servent en général pour des amplitudes de tension relativement faibles.

Les pertes d'énergie par effluves disparaissent alors totalement dans la plupart des cas. Puisque les objections principales contre l'emploi des condensateurs à air tombent d'elles-mêmes, les pertes par hystérésis diélectrique ne sont plus à considérer. Mais lorsque les tensions en cause peuvent provoquer des effluves, ou que l'emploi d'un diélectrique solide ou liquide devient nécessaire, il faut prendre les plus grandes précautions, sinon les pertes peuvent dépasser de beaucoup celles dues à la chaleur Joule.

Les pertes par chaleur Joule peuvent être très diminuées par l'emploi de fils de cuivre, suffisamment épais et massifs, mieux encore avec des bandes de cuivre, et dans certains cas par des câbles convenablement tissés de fils isolés séparément (38 *d*). Mais plus on cherche à les diminuer, plus les pertes par courants parasites prennent une importance relative. Quand on n'a pas apporté la plus grande attention à les éviter, on ne réussit pas à abaisser le décrément au-dessous de 0,01. Le décrément de 0,003 est le plus faible qu'on ait obtenu pratiquement.

---

de celui des condensateurs en flint anglais. Dans une série d'expériences, des condensateurs en flint anglais ont donné un décrément total de 0,12; avec un autre flint on a obtenu 0,15 dans les mêmes conditions (amplitude de la tension, 17000 volts; pas d'effluves).

CHAPITRE II[19].

LES OSCILLATEURS OUVERTS.

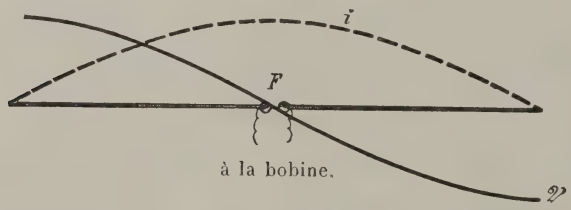
Dans un circuit à condensateur, le courant parcourt un chemin fermé, exception faite de l'interruption au condensateur. On appelle un tel système *oscillateur fermé* ou *circuit oscillant fermé*, par opposition à l'*oscillateur ouvert* ou *émetteur ouvert*, dans lequel le parcours du courant n'est pas approximativement fermé.

I. — L'OSCILLATEUR LINÉAIRE.

19. **Oscillation fondamentale et oscillations supérieures.** — La forme la plus simple de l'oscillateur ouvert est l'oscillateur linéaire rectiligne : fil ou tige métallique rectiligne. Si les deux moitiés de cet oscillateur sont chargées, l'une positivement, l'autre négativement, à une tension suffisamment élevée et que par suite une étincelle éclate entre elles (en F, *fig.* 22), il se produit une oscillation électromagnétique (*) comme dans le cas du circuit à condensateur.

En général, cette oscillation est de nature assez complexe. Elle se

Fig. 22.



compose de plusieurs oscillations de fréquences différentes, de distributions de courants et de tensions différentes, de champs électriques et

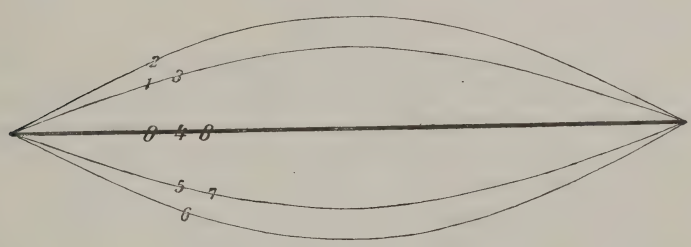
(*) On peut employer les méthodes données dans 1, 2 et 3 pour exciter les oscillations propres.

magnétiques différents. Il est donc nécessaire d'analyser ces diverses oscillations. On les désigne, comme en Acoustique, sous les noms d'*oscillation fondamentale*, qui est celle de plus basse fréquence, et d'*oscillations supérieures*. On est autorisé à le faire, car chacune d'elles se comporte comme si elle existait seule.

20. Distribution du courant et de la tension dans l'oscillation fondamentale. — *a*. Dans un circuit à condensateur, tel qu'on l'utilise dans la pratique, la quantité d'électricité, qui dans un temps donné traverse une section du circuit, est à peu près la même pour toutes les sections (*) comme dans le cas d'un courant stationnaire (courant continu) ; c'est-à-dire que le courant (**) a même phase et même amplitude tout le long du circuit. On peut alors parler d'une phase et d'une amplitude du courant comme dans les circuits à courant alternatif de l'industrie.

Dans un oscillateur linéaire, le courant peut être considéré, il est vrai, comme de même phase dans toutes les parties de l'oscillateur; mais l'amplitude du courant est complètement différente aux différents points. Si l'on porte pour chacun des points de l'oscillateur l'amplitude du courant en ordonnées, on obtient à peu près une sinusoïde comme *courbe de distribution du courant* (courbe en traits, *fig.* 22) (***). L'amplitude du courant est maxima au milieu de l'oscillateur, elle est nulle

Fig. 23.



aux extrémités. On dit qu'il y a un *ventre de courant* au milieu de l'oscillateur et un *nœud de courant* à chaque extrémité.

b. On déduit de cette courbe la distribution de la charge électrique et par suite de la tension correspondante. En portant en ordonnées l'amplitude de la tension, de la même manière que précédemment l'amplitude du courant, on obtient la courbe de *distribution de la tension*, sinu-

(*) On dit pour cette raison que le courant est quasistationnaire.

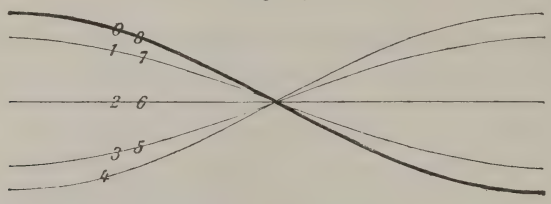
(**) Quantité d'électricité qui traverse une section en une seconde.

(***) Appelée souvent *courbe du courant* quand on ne peut confondre avec la courbe qui donne la variation du courant avec le temps.

soïde ♀ en trait continu (*fig.* 22). Il y a donc des *ventres de tension* aux extrémités de l'oscillateur et un *nœud de tension* au centre.

c. Comme dans le circuit à condensateur, et pour les mêmes raisons, il y a une différence d'environ 90° dans la phase entre le courant et la

Fig. 24.



tension. L'évolution du courant et de la tension pendant une période complète est indiquée dans les figures 23 et 24 de $\frac{1}{8}$ en $\frac{1}{8}$ de période. Les courbes correspondant au même instant portent le même numéro.

21. **Fréquence de l'oscillation fondamentale.** — Les considérations les plus simples pour étudier la fréquence sont les suivantes :

a. La distribution du courant et de la tension dans les figures précédentes est analogue à celle que dans d'autres études (Acoustique) on rencontre sous le nom d'*ondes stationnaires.* De telles ondes se produisent quand deux ondes de même amplitude et de même fréquence, ayant des directions de propagation opposées, se rencontrent. La conséquence de cette rencontre est, comme le montre une simple réflexion, que la longueur de l'onde stationnaire est la même que celle des ondes qui se propagent. On suppose que, dans les ondes stationnaires comme dans celles qui se propagent, on compte comme demi-longueur d'onde la distance qui sépare deux nœuds ou deux ventres consécutifs.

On sait que dans une onde qui se propage la *longueur d'onde* est égale à la distance que l'onde parcourt pendant une période. La vitesse de propagation u désigne l'espace parcouru par l'onde pendant une seconde. Si T est la durée d'une période, en une seconde s'écoulent $\frac{1}{T}$ ou N ou encore $\frac{n}{2}$ périodes complètes. Il y a donc entre la longueur d'onde et la vitesse de propagation les relations suivantes :

$$u = N\lambda = \frac{\lambda}{T} = \frac{n}{2}\lambda. \tag{1}$$

b. On est également en droit de considérer les oscillations représentées (*fig.* 22) pour un oscillateur linéaire comme des ondes stationnaires

et de leur appliquer la relation (1), de sorte que pour la fréquence on a

$$N = \frac{u}{\lambda}. \tag{2}$$

La demi-longueur d'onde est égale à la longueur totale de l'oscillateur, ainsi qu'il résulte immédiatement de la figure 22 et de ce qui a été dit en *a* :

$$\frac{\lambda}{2} = l. \tag{3}$$

La vitesse de propagation des ondes électromagnétiques, qui se propagent dans l'air le long d'un fil ([20]), est approximativement égale à celle de la lumière dans ce milieu :

$$u = 3.10^{10} \text{ cm : sec.}$$

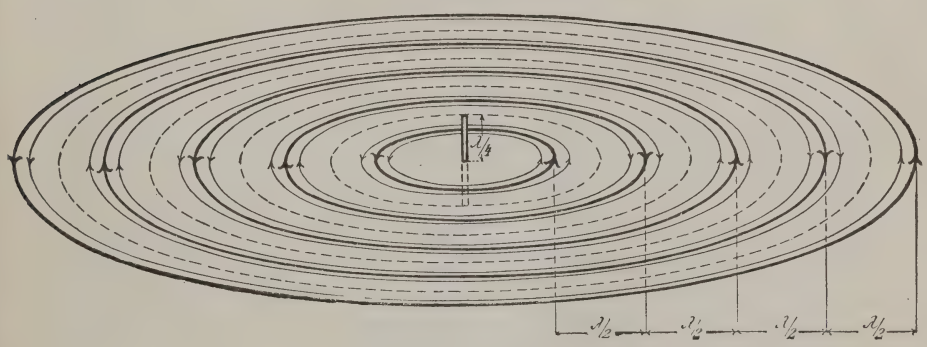
Il en résulte

$$N = \frac{3.10^{10} \text{ cm : sec}}{2\,l \text{ cm}}. \tag{4}$$

Cette relation simple n'est pas rigoureusement exacte, elle n'est qu'approchée (*).

22. Le champ électromagnétique de l'oscillation fondamentale. — *a. Direction du champ électromagnétique.* — Les relations du champ

Fig. 25.

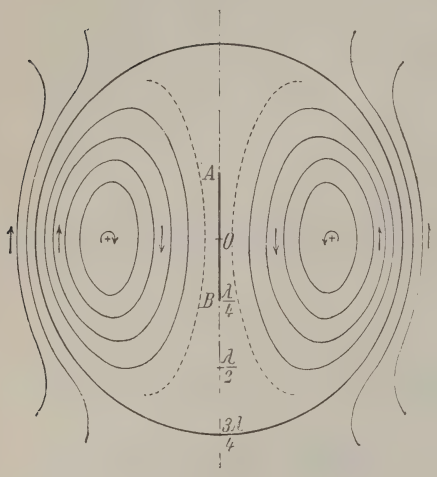


magnétique sont très simples. Les lignes d'induction sont des cercles ayant pour axe celui de l'oscillateur. La représentation des lignes

(*) On suppose ici, comme dans tout ce qui suit, que l'oscillateur est isolé dans l'espace, c'est-à-dire en pratique qu'il ne se trouve pas de gros conducteurs ou isolants dans son voisinage immédiat.

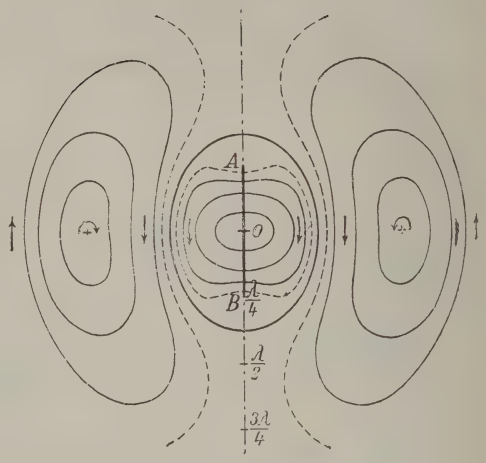
d'induction dans le plan équatorial (*) est donnée pour un instant déterminé par la figure 25.

Fig. 26.



$t = 0.$

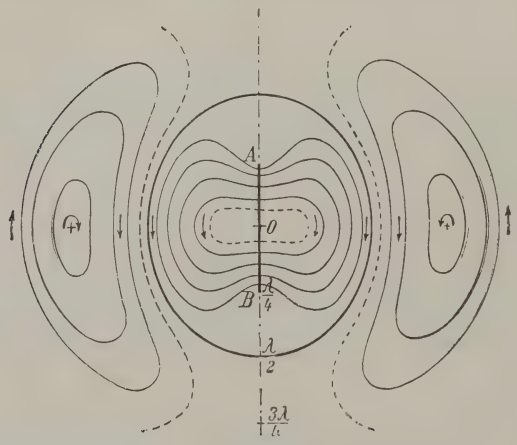
Fig. 27.



$t = \frac{1}{8}$ T.

Les lignes d'induction du champ électrique sont représentées pour

Fig. 28.



$t = \frac{1}{4}$ T.

une demi-période par les figures 26 à 29 (**) d'après les calculs de

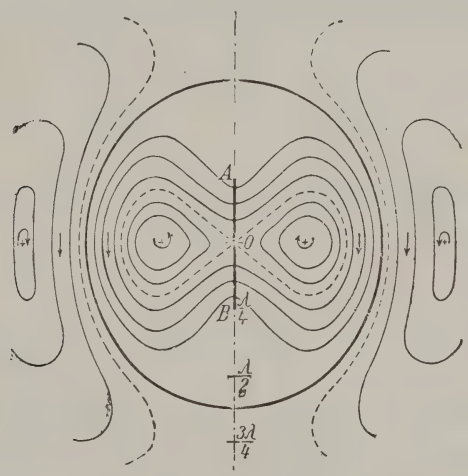
(*) On appelle ainsi le plan mené normalement à l'oscillateur en son milieu.

(**) Ces courbes sont exactes pour des oscillations non amorties; un amortis-

M. Abraham ([22]) et les tracés de F. Hack ([22]). La figure 26 se rapporte au moment où la charge de l'oscillateur étant nulle, le courant est à son maximum. Les autres figures correspondent à des instants distants les uns des autres de $\frac{1}{8}$ de période. La figure qui suivrait la figure 29 se déduirait de la figure 26 en changeant les signes, et ainsi de suite.

L'image qu'on doit se faire du champ électrique, d'après ces figures, est la suivante : au moment représenté par la figure 26, l'oscillateur n'a pas de charge, aucune ligne d'induction électrique n'en émane. Mais, immédiatement après, l'oscillateur se charge, la partie supérieure posi-

Fig. 29.



$t = \frac{3}{8}$ T.

tivement par exemple (*fig.* 27), la partie inférieure négativement; des lignes d'induction sortent maintenant de la partie supérieure et rentrent à la partie inférieure. Ce phénomène va en croissant jusqu'au premier quart de la période (*fig.* 28), c'est-à-dire jusqu'à ce que la charge atteigne son maximum. A partir de ce moment, jusqu'à la fin de la demi-période (*fig.* 26 en inversant les flèches), le nombre des lignes d'induction partant de l'oscillateur et y aboutissant va sans cesse en diminuant. Une partie des lignes, qui dans le premier quart de période sortaient de l'émetteur, présentent maintenant une apparence particulière (*fig.* 29) : elles se détachent, prennent de plus en plus une forme rénale et vont constamment en s'éloignant de l'oscillateur. Les figures 195 et 196 montrent ce qu'elles deviennent à une grande distance

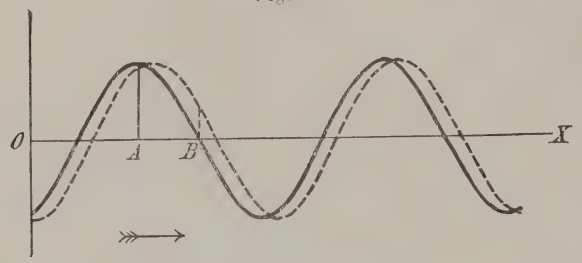
sement de l'oscillation ne changerait le phénomène que d'une manière presque insensible ([21]).

de l'oscillateur ; la première représente le phénomène au moment où la charge est maxima, la seconde au moment où la charge est nulle. Les lignes d'induction se rapprochent de plus en plus de la forme d'un arc de cercle.

b. Phase du champ électromagnétique. Ondes qui se propagent. — Ni le champ magnétique, ni le champ électrique n'ont même phase en tous les points de l'espace. Tous deux prennent la forme d'une onde qui se propage hors de l'oscillateur avec la vitesse de la lumière.

Dans le cas le plus simple, où l'amplitude reste constante, on entend par *onde magnétique ou électrique qui se propage* ce qui suit : si aux différents points d'une droite OX (*fig.* 30), représentant la direction de

Fig. 30.



propagation, on porte en ordonnées l'intensité du champ qui règne en ce point à l'instant considéré, on obtient une sinusoïde (courbe en trait fort, *fig.* 30). Cette sinusoïde représente la distribution de l'intensité du champ le long de la droite OX pour l'instant considéré. A un instant ultérieur, on obtient une sinusoïde identique, mais transportée par rapport à la première d'une certaine quantité dans la direction de propagation (flèche empennée de la figure 30), c'est la courbe en traits de la figure 30. On obtient donc l'image du champ à un instant quelconque en supposant que la sinusoïde se déplace dans le sens de la flèche avec la vitesse de propagation de l'onde; la position de la sinusoïde à un instant quelconque donne donc l'intensité du champ à cet instant.

On peut facilement déduire de ce qui précède qu'en chaque point où passe l'onde il se produit un champ alternatif simple, dont la fréquence est donnée par la relation

$$N = \frac{u}{\lambda},$$

λ étant la longueur d'onde, u sa vitesse de propagation égale dans ce cas à la vitesse de la lumière.

La phase de l'oscillation est différente en chaque point (*). En deux

(*) Au point A, par exemple, au moment représenté par la courbe en trait fort

points situés dans la direction de propagation, la phase est la même s'ils sont distants d'une longueur d'onde ou d'un nombre entier de longueurs d'onde. Si leur distance dans la direction de propagation est d'une demi-longueur d'onde ou d'un multiple impair de demi-longueurs d'onde, les phases diffèrent de 180°. D'une manière générale, si la distance entre les deux points est x, la différence de phase est

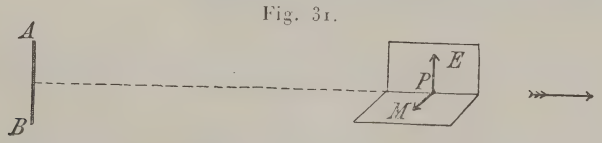
$$360^\circ \frac{x}{\lambda}.$$

c. Amplitude du champ. — Pour l'onde magnétique comme pour l'onde électrique émanant d'un oscillateur, l'amplitude n'est pas la même à toutes les distances r de l'oscillateur; les amplitudes des deux ondes diminuent lorsque la distance à l'oscillateur augmente. L'amplitude de l'onde magnétique au voisinage immédiat de l'oscillateur est à peu près proportionnelle à $\frac{1}{r^2}$ et à une très grande distance à $\frac{1}{r}$; l'amplitude du champ électrique est également proportionnelle à $\frac{1}{r}$ à une très grande distance de l'oscillateur; à son voisinage immédiat elle est proportionnelle à $\frac{1}{r^3}$.

Pour une distance donnée de l'oscillateur, l'amplitude est maxima dans le plan équatorial; elle diminue d'autant plus que le point est plus éloigné de ce plan.

d. Champ du plan équatorial à une grande distance de l'oscillateur. — A une très grande distance de l'oscillateur, l'onde électrique et l'onde magnétique tendent toutes deux vers la forme sphérique (voir *fig.* 195 et 196), et peuvent être considérées sur une faible étendue comme des ondes planes. Les lignes d'induction électrique et magnétique sont sen-

Fig. 31.



siblement des droites dans le voisinage immédiat du plan équatorial : les lignes d'induction électrique sont normales au plan équatorial, les lignes d'induction magnétique sont parallèles à ce plan (*fig.* 31).

Les champs électrique et magnétique sont de même phase (*), comme

de la figure 30, l'oscillation passe par un maximum; au moment suivant (courbe en traits) elle commence à décroître. Pour le point B, au contraire, l'oscillation est nulle au premier moment; au moment suivant elle commence à croître.

(*) A une grande distance de l'oscillateur les champs magnétique et électrique sont de même phase, même en dehors du plan équatorial.

le montre la théorie, à condition de compter positivement les intensités de ces champs dans la direction des flèches de la figure 31.

On a pour les amplitudes E_0 et M_0 des champs électrique et magnétique

$$E_0 = 2\frac{\overline{i_0}}{r}3.10^{10}\text{ C.G.S.},$$

$$M_0 = 2\frac{\overline{i_0}}{r}\text{ C.G.S.},$$

$\overline{i_0}$ étant l'amplitude du courant au ventre de courant de l'oscillateur.

23. **Amortissement de l'oscillation fondamentale.** — *a.* Dans l'oscillateur linéaire, comme dans le circuit à condensateur, il se produit par l'oscillation une transformation de l'énergie du champ magnétique en énergie de champ électrique, et réciproquement. Il y a toutefois une différence très importante. Dans le circuit à condensateur, il n'y a d'énergie perdue pendant cet échange que celle qui, d'une manière quelconque (dans le circuit, dans le diélectrique du condensateur), est transformée en chaleur. Dans l'oscillateur linéaire, on voit par les figures 27 et suivantes qu'une partie du champ électromagnétique se sépare de l'oscillateur et qu'elle s'éloigne dans l'espace avec l'énergie qu'elle renferme. L'énergie, qui de cette façon est émise dans l'espace, qui est *rayonnée* comme l'on dit, est définitivement perdue pour l'oscillateur.

b. Ce rayonnement d'énergie a nécessairement une influence sur l'amortissement. Il faut ajouter aux autres décréments un *décrément par rayonnement* ϑ_Σ, appelé aussi décrément de Hertz.

D'après les calculs de M. Abraham ([22]), on a pour le décrément par rayonnement de l'oscillateur linéaire la relation

$$\vartheta_\Sigma = \frac{2,44}{\log \text{nép}\,\frac{l}{r}},$$

l étant la longueur et r le rayon de l'oscillateur. Pour une longueur totale de 100^m, on a les valeurs suivantes :

Diamètre du fil.	ϑ_Σ.
mm	
0,5	0,18
1	0,20
2	0,21
3	0,22
4	0,225
5	0,23

Le décrément par rayonnement ne diffère donc pas beaucoup de 0,2 pour les diamètres usuels.

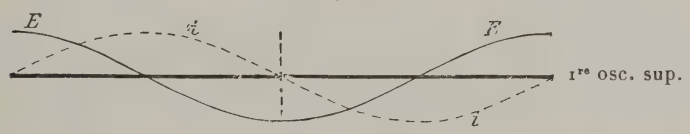
c. Le décrément par rayonnement est donc de beaucoup supérieur au décrément Joule, en supposant que l'oscillateur soit constitué par un fil de cuivre d'au moins 1^{mm} à 2^{mm} de diamètre.

Pour les oscillateurs linéaires ne contenant pas d'éclateur et peu sujets aux effluves, le décrément par rayonnement est de beaucoup le plus important.

Si l'oscillateur contient un éclateur, le décrément par étincelle peut, comme dans le circuit à condensateur, atteindre des valeurs très élevées. On n'a pas encore étudié la perte d'énergie par effluves pour les oscillateurs linéaires, mais il est reconnu que dans certaines circonstances elle n'est pas négligeable par rapport aux autres pertes.

24. Oscillations supérieures de l'oscillateur linéaire. — *a*. Les figures 32, 33 et 34 représentent la distribution du courant et de la

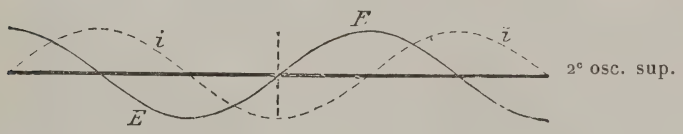
Fig. 32.



tension dans les oscillations supérieures. Les courbes pointillées désignées par *i* sont les courbes de distribution du courant, les courbes continues E les courbes de distribution de la tension.

b. Étant donné qu'on est autorisé à considérer les oscillations

Fig. 33.



supérieures comme des ondes stationnaires, de même que l'oscillation fondamentale, on en conclut pour la longueur d'onde et la fréquence les relations suivantes :

Oscillation fondamentale..... $\frac{\lambda}{2} = l, \qquad N = \frac{3.10^{10}}{2l(\text{cm})} \frac{1}{\text{sec}}$

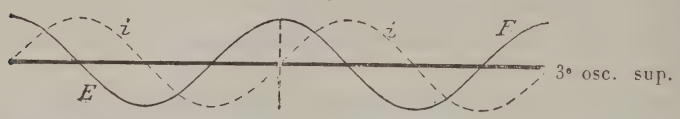
Première oscillation supérieure..... $\frac{\lambda_1}{2} = \frac{l}{2}, \qquad N_1 = 2\frac{3.10^{10}}{2l(\text{cm})} \frac{1}{\text{sec}}$

Deuxième oscillation supérieure..... $\frac{\lambda_2}{2} = \frac{l}{3}, \qquad N_2 = 3\frac{3.10^{10}}{2l(\text{cm})} \frac{1}{\text{sec}}$

Les fréquences des oscillations supérieures sont donc les multiples entiers de celle de l'oscillation fondamentale.

c. Les relations pour le champ électromagnétique sont les mêmes que pour l'oscillation fondamentale. En particulier, une partie des lignes

Fig. 34.



d'induction électrique se détachent aussi de l'oscillateur et rayonnent dans l'espace. Il y a par suite encore un rayonnement continu d'énergie, donc un fort amortissement par rayonnement.

25. **Bobines.** — D'après ce qui précède, il est vraisemblable qu'il se produit encore dans un fil des oscillations propres, dans le genre de celles décrites aux articles 19 et suivants, lorsque ce fil au lieu d'être rectiligne est enroulé en bobine.

a. La distribution du courant et de la tension pour les oscillations fondamentale et supérieures est qualitativement la même que pour les fils rectilignes. L'oscillation fondamentale présente un ventre de courant et un nœud de tension au milieu de la bobine, un nœud de courant et un ventre de tension à chaque extrémité. La première oscillation supérieure présente au milieu et à chaque extrémité un nœud de courant et un ventre de tension. Toutefois, au point de vue quantitatif, les relations ne sont pas dans un rapport simple avec celles de l'oscillateur rectiligne.

b. Si l'on compare la fréquence de l'oscillation fondamentale avec celle d'un oscillateur linéaire rectiligne dont le fil ait la même longueur, l'expérience montre ce qui suit : pour des bobines longues et étroites, la fréquence peut être jusqu'à une fois et demie plus grande (la longueur d'onde une fois et demie plus petite) que pour un oscillateur rectiligne de même longueur de fil; pour les bobines courtes et larges, la fréquence est constamment plus petite (la longueur d'onde plus grande) (*) que celle de l'oscillateur rectiligne correspondant, elle peut même devenir beaucoup plus petite et par suite la longueur d'onde beaucoup plus grande.

On en déduit pratiquement que la fréquence de l'oscillation fonda-

(*) Quand la hauteur de la bobine est sensiblement égale au double de son diamètre, la longueur d'onde est à peu près égale au double de la longueur du fil comme dans l'oscillateur rectiligne.

mentale des bobines (*) ne se déduit pas avec une exactitude suffisante de la longueur du fil. On est constamment obligé de faire une détermination expérimentale, si la fréquence n'a pu être déduite d'expériences antérieures ([23]).

c. Une différence caractéristique entre les bobines relativement longues et étroites et les oscillateurs rectilignes est que la capacité effective (29) est bien inférieure dans ces bobines à ce qu'elle est dans un oscillateur rectiligne de même longueur de fil. La conséquence est que dans de telles bobines un très faible changement de la capacité modifie beaucoup la fréquence. Il suffit d'approcher des extrémités de la bobine un bout de conducteur ou un morceau d'isolant pour produire un changement notable de la fréquence (sensibilité de la capacité des bobines).

d. Une autre différence caractéristique de toutes les bobines par rapport aux oscillateurs linéaires rectilignes est que le rayonnement des bobines est très faible. L'amortissement n'est donc régi qu'en seconde ligne par le rayonnement. Tant qu'il n'y a pas d'effluves de la bobine, l'amortissement est déterminé presque exclusivement par le décrément Joule. Pour les bobines sans éclateur, dont le fil massif n'est ni très gros ni très mince, le décrément est du même ordre de grandeur que pour les circuits à condensateur avec étincelle. Par l'emploi de bandes de cuivre et une construction appropriée de la bobine, on peut amener le décrément à avoir une valeur presque aussi faible que dans les circuits à condensateur sans éclateur ([23a]).

Il n'existe pas de recherches systématiques au sujet de l'action des effluves sur le décrément des bobines, mais on peut conclure des observations faites actuellement que leur influence est assez notable ([24]).

II. — Relations générales des oscillateurs ouverts.

26. **Distribution du courant et de la tension sur un fil.** — Ce qui suit est applicable à un oscillateur quelconque, d'une fréquence quelconque, à condition qu'il contienne un fil rectiligne ou tout au moins pas très recourbé (qu'il ne soit pas enroulé en bobine, par exemple).

a. La courbe de distribution du courant sur le fil est une portion de la sinusoïde qui représenterait la distribution du courant sur un oscillateur linéaire rectiligne de même fréquence (20). Il en est de même pour la courbe de la tension. D'après 21, ceci signifie qu'aussi bien la courbe du courant que celle de la tension sont des portions de sinusoïdes pour

(*) Et également celle des oscillations supérieures.

lesquelles la distance entre deux nœuds (ou deux ventres) consécutifs, c'est-à-dire la demi-longueur d'onde, est donnée approximativement par la relation

$$(1) \qquad \frac{\lambda}{2} = \frac{3.10^{10}}{2N}\,\text{cm},$$

N étant la fréquence de l'émetteur dans lequel le fil est intercalé.

b. Comme pour l'émetteur linéaire rectiligne (*fig.* 22), les ventres de courant coïncident avec les nœuds de tension et réciproquement. Le rapport de l'amplitude du courant $\overline{i_0}$ au ventre de courant à celle de la tension $\overline{\mathcal{V}_0}$ au ventre de tension ne dépend en première approximation que des dimensions du fil :

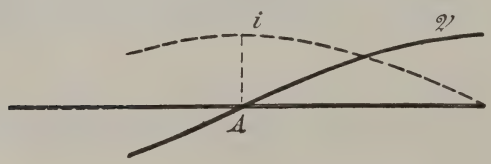
$$(2) \qquad \frac{\overline{i_0}}{\overline{\mathcal{V}_0}} = \sqrt{\frac{\mathfrak{C}^{(1)}}{\mathfrak{L}^{(1)}}},$$

$\mathfrak{C}^{(1)}$ et $\mathfrak{L}^{(1)}$ étant la capacité et le coefficient de self-induction de l'unité de longueur du fil.

c. L'existence et la position d'un ventre de courant (nœud de tension) ou d'un nœud de courant (ventre de tension) sur le fil dépend de la forme de l'oscillateur complet et de son oscillation. Si l'extrémité du fil est libre, il doit toujours y avoir en ce point un nœud de courant (ventre de tension), puisque le courant doit être constamment nul à l'extrémité.

Si par exemple B (*fig.* 35) est l'extrémité libre d'un fil sur lequel se

Fig. 35.



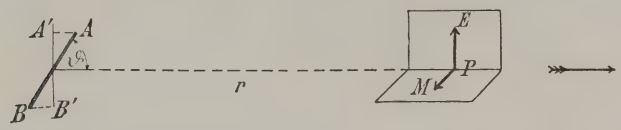
produisent des oscillations, les distributions du courant et de la tension doivent être analogues à celles représentées sur la figure 35. Le segment AB est égal au quart de la longueur d'onde, telle qu'elle est définie par l'égalité (1).

Si l'oscillateur se compose de deux moitiés identiques, il doit y avoir pour l'oscillation fondamentale un ventre de courant et par suite un nœud de tension au milieu de l'oscillateur (*).

(*) C'est le cas par exemple pour un circuit à condensateur de la forme de la figure 1. En F il y a un ventre de courant. On déduit de ce qui précède que le fait (20 *a*) pour un circuit à condensateur d'avoir même amplitude de courant en tous ses

27. Le champ électromagnétique à une très grande distance d'un oscillateur. — *a*. Si le conducteur d'un oscillateur se compose d'un bout de fil rectiligne AB (*fig.* 36) et si la longueur l de ce fil rectiligne est très

Fig. 36.



petite par rapport à la longueur d'onde de l'oscillation (*), l'amplitude du courant est à peu près la même en tous les points du fil. Les relations pour les ondes électromagnétiques émises par un tel oscillateur sont alors très simples, quand on se borne à calculer le champ électromagnétique pour des points tels que P, dont la distance r au fil est grande par rapport à la longueur d'onde de l'oscillation.

On a pour le champ les relations suivantes :

1° La direction de l'intensité du champ électrique E est dans le plan qui contient le segment de fil de longueur l = AB et le point P ; c'est le plan de la figure 36. Cette direction est normale au rayon r. L'intensité du champ magnétique est normale à ce plan ;

2° On a pour les amplitudes des champs électrique et magnétique :

$$(1)\quad \begin{cases} E_0 = \pi \dfrac{l}{\frac{\lambda}{2}} \dfrac{i_0}{r} \sin\vartheta\, 3.10^{10} = 2\pi N l \sin\vartheta \dfrac{i_0}{r} \text{ C.G.S.}, \\[2ex] M_0 = \pi \dfrac{l}{\frac{\lambda}{2}} \dfrac{i_0}{r} \sin\vartheta = 2\pi N l \sin\vartheta \dfrac{i_0}{r} \dfrac{1}{3.10^{10}} \text{ C.G.S.} \end{cases}$$

Elles sont proportionnelles à l'amplitude du courant i_0, à la fréquence N de l'oscillation et à la projection du segment de fil l sur la direction normale à r ($l \sin\vartheta$ = A'B') ;

3° La phase est la même pour les champs électrique et magnétique (**). La différence de phase du champ par rapport au courant dépend de l'éloignement r ([25]) ; elle croît proportionnellement à la distance, comme

---

points ne peut être exact qu'autant que la longueur du circuit est très petite par rapport à $\frac{\lambda}{2}$. Cela a toujours lieu dans les circuits à condensateur utilisés dans la pratique.

(*) On peut réaliser ce dispositif en ajoutant aux extrémités A et B du fil des corps de grande capacité.

(**) En supposant E et M comptés positivement dans la direction des flèches de la figure 36.

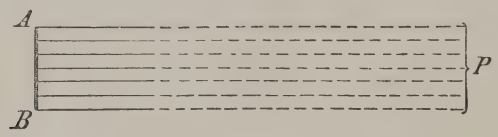
dans toutes les ondes qui se propagent, et de 360° quand r augmente d'une longueur d'onde λ. L'oscillation peut être considérée comme de même phase en deux points dont les distances sont r_1 et r_2, quand $r_1 - r_2$ est très petit par rapport à la longueur d'onde de l'oscillation.

b. On peut utiliser les résultats qui viennent d'être donnés, pour déterminer le champ électromagnétique d'un oscillateur quelconque en un point P, dont l'éloignement à l'oscillateur est grand par rapport à la longueur d'onde de l'oscillation ([26]). Le champ se déduit avec exactitude de la règle de calcul suivante. On suppose le conducteur de l'oscillateur décomposé en petits éléments l_1, l_2, ... le long desquels les amplitudes du courant i_{10}, i_{20}, ... peuvent être considérées comme constantes. On calcule pour chacun de ces éléments de courant le champ par la règle donnée en *a*. On réunit finalement les champs partiels ainsi obtenus en un champ résultant (*), qui est le champ cherché de l'oscillateur total.

c. Le procédé est particulièrement simple lorsque le conducteur AB (*fig.* 37) de l'oscillateur a partout la même direction et que le champ doit être calculé pour un point très éloigné, situé dans le plan équatorial ou à son voisinage immédiat.

L'angle $\vartheta(a)$ est alors le même pour tous les éléments de courant et est égal à 90°; la direction des champs partiels est également la même. La

Fig. 37.



distance r est aussi à peu près la même pour tous les éléments de courant, ainsi que la phase des champs partiels correspondants. L'amplitude de l'intensité du champ résultant est alors égale à la somme des amplitudes des champs partiels :

$$(2)\quad \begin{cases} E_0 = \dfrac{\pi}{\frac{\lambda}{2}} \dfrac{1}{r} (l_1 i_{10} + l_2 i_{20} + \ldots)\, 3 . 10^{10} \text{ C.G.S.}, \\[2ex] M_0 = \dfrac{\pi}{\frac{\lambda}{2}} \dfrac{1}{r} (l_1 i_{10} + l_2 i_{20} + \ldots) \text{ C.G.S.} \end{cases}$$

La parenthèse $(l_1 i_{10} + l_2 i_{20} + \ldots)$ signifie qu'on doit faire la somme

(*) Pour cela il faut non seulement considérer la direction différente des champs partiels, mais aussi la différence de phase.

des produits de la longueur de chaque élément par l'amplitude du courant correspondant.

Ce résultat peut être interprété de deux manières :

1° La quantité entre parenthèses n'est autre que le produit de la longueur de l'oscillateur par la valeur moyenne (i_0) de l'amplitude du courant dans l'émetteur ([27]). On peut donc écrire l'égalité (2) sous la forme

$$(3)^{(*)} \quad \begin{cases} E_0 = \pi \dfrac{l}{\frac{\lambda}{2}} \dfrac{(i_0)}{r} 3.10^{10} \text{ C.G.S.}, \\[2ex] M_0 = \pi \dfrac{l}{\frac{\lambda}{2}} \dfrac{(i_0)}{r} \text{ C.G.S.} \end{cases}$$

2° On peut obtenir de la façon suivante une interprétation géométrique. Si l'on construit la courbe de distribution du courant en portant l'amplitude de celui-ci en ordonnées normalement à chaque élément de courant et en reliant ces points par une courbe (courbe en traits, *fig.* 38) (**), l'espace ainsi délimité et qui est ombré dans la figure représente la valeur de $(l_1 i_{10} + l_2 i_{20} + \ldots)$. Cette surface est donc, d'après l'égalité (2), une mesure de l'amplitude du champ électromagnétique pour les points très éloignés et situés dans le plan équatorial. La courbe de distribution du courant caractérise l'action à distance.

d. Cette construction peut être effectuée d'une manière simple pour des oscillateurs complexes, par exemple de la forme représentée figure 39 (***), dans lesquels la direction des éléments de courant n'est pas partout la même. On trace par le milieu O de l'émetteur une droite AB normale au plan équatorial et d'une longueur égale à la hauteur de l'émetteur. Par les différents points P de cette droite, on porte

---

(*) L'oscillateur linéaire rectiligne permet de contrôler ces relations. Pour lui, la courbe de courant est une sinusoïde et, comme le montre le calcul intégral, si $\bar{i}_0$ est l'amplitude du courant au ventre du courant, la valeur moyenne $(i_0) = \frac{2}{\pi} \bar{i}_0$. Remplaçant dans les relations et remarquant que $l = \frac{\lambda}{2}$ (22)

$$E_0 = 2 \frac{\bar{i}_0}{r} 3.10^{10} \text{ C.G.S.},$$

$$M_0 = 2 \frac{\bar{i}_0}{r} \text{ C.G.S.},$$

d'accord avec 22 *d*.

(**) La courbe de la figure 38 est tracée arbitrairement à dessein; pour un oscillateur linéaire rectiligne, ce serait une sinusoïde.

(***) Oscillateur composé au milieu d'un fil simple et aux extrémités de deux fils bifurqués.

en ordonnées PQ la somme des amplitudes de courant relatives aux parties de l'émetteur qui se trouvent dans un même plan parallèle au plan équatorial (donc au point P la somme des amplitudes de courant $P_1 Q_1$ et $P_2 Q_2$ (*).

L'espace ombré dans la figure 39, compris entre la courbe résultante

Fig. 38.

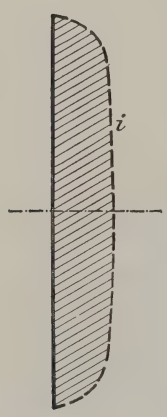
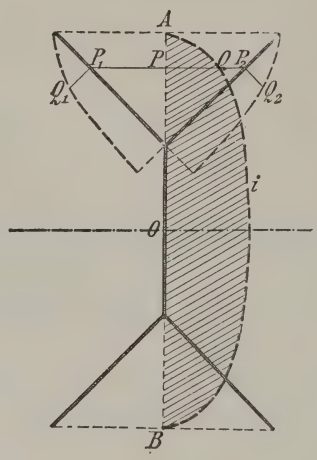


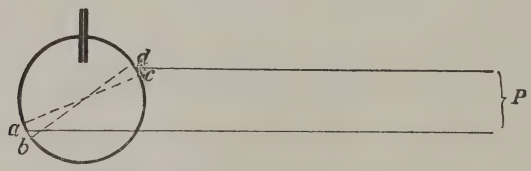
Fig. 39.



(en traits interrompus) et la droite AB, est proportionnel à l'amplitude du champ électromagnétique en un point très éloigné et situé dans le plan équatorial (**).

e. Si l'on applique le procédé de *b* à un oscillateur fermé, par exemple à un circuit à condensateur de la forme la plus simple (*fig.* 40),

Fig. 40.



dont le conducteur est très petit par rapport à la longueur d'onde de l'oscillation, on se rend compte facilement qu'il est peu propre à pro-

(*) La construction est immédiate quand les courbes de distribution du courant pour les diverses parties de l'oscillateur (courbes pointillées, *fig.* 39) sont tracées d'avance; on doit avoir $PQ = P_1 Q_1 + P_2 Q_2$.

(**) Cette construction n'est légitime que lorsque la largeur de l'oscillateur est très petite par rapport à la longueur d'onde de l'oscillation. On tire alors de *a* et de *b* la justification immédiate du procédé.

duire un champ puissant à une grande distance, par exemple au point éloigné P. Les champs partiels des éléments de courant, par exemple *ab* et *cd*, se détruisent réciproquement.

Il en est de même pour les bobines.

28. **Rayonnement d'un oscillateur.** — On vient de montrer comment on peut obtenir l'amplitude des intensités des champs électrique et magnétique dans le plan équatorial en un point éloigné. L'amplitude de ces champs électrique et magnétique donne aussi une mesure de l'énergie rayonnée par l'oscillateur.

a. Si l'on suppose qu'on décrive, du milieu de l'oscillateur comme centre, une sphère de diamètre très grand par rapport à la longueur d'onde, la quantité d'énergie qui pendant une période traverse un centimètre carré de la surface de la sphère est donnée par

$$\frac{1}{8\pi} E_0 M_0 T,$$

E_0 et M_0 étant l'amplitude des intensités des champs électrique et magnétique au point considéré.

Si l'amplitude était en tout point aussi grande que dans le plan équatorial, la quantité d'énergie qui traverserait pendant une période la surface totale de la sphère, et par suite rayonnée pendant une période par l'oscillateur, serait

$$\frac{1}{8\pi} \overline{E_0}\,\overline{M_0}\, TS,$$

$\overline{E}_0$ et $\overline{M}_0$ représentant l'amplitude des intensités des champs électrique et magnétique dans l'équateur. En fait, l'amplitude de l'intensité du champ diminue progressivement de l'équateur vers les pôles; aussi la valeur de l'énergie rayonnée pendant une période est-elle inférieure à celle donnée par l'expression précédente. On peut l'écrire

$$\frac{\gamma}{8\pi} \overline{E_0}\,\overline{M_0}\, TS,$$

γ étant un facteur dépendant de la manière dont l'amplitude décroît de l'équateur vers les pôles. Ce facteur est différent pour les divers oscillateurs, mais la différence est suffisamment faible pour qu'elle soit négligeable dans la plupart des raisonnements qualitatifs (*). On est donc autorisé à tirer de ce qui précède la conclusion suivante : Plus

(*) Dans un des cas extrêmes, distribution de courant sinusoïdale, on a $\gamma = 0{,}61$; dans l'autre cas extrême, amplitude de courant partout la même, on a $\gamma = 0{,}5$ ([28]).

l'amplitude des intensités des champs électrique et magnétique est grande en un point situé dans le plan équatorial et à une grande distance de l'oscillateur, plus le rayonnement de cet oscillateur est grand (*).

b. On ne peut pas en général tirer de conclusions, au sujet du décrément par rayonnement, de l'amplitude du champ électromagnétique dans le plan équatorial. Ce décrément par rayonnement est en effet déterminé par le rapport de l'énergie rayonnée pendant une période à l'énergie contenue dans l'oscillateur. Cependant, le fait que les circuits à condensateur et les bobines ont un décrément par rayonnement presque insensible, alors que celui des oscillateurs linéaires est très fort, est étroitement lié à cette constatation, qu'à une grande distance les premiers produisent un champ très faible et les derniers un champ très intense.

29. **Capacité et coefficient de self-induction effectifs d'un oscillateur.** — *a.* Il est commode, pour bien des usages, d'exprimer la fréquence N et le décrément Joule $\mathfrak{d}_j$ d'un oscillateur quelconque sous la forme employée pour les circuits à condensateur :

$$N = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mathfrak{L}\mathfrak{C}}}, \tag{1}$$

$$\mathfrak{d}_j = \frac{\mathfrak{R}}{2N\mathfrak{L}}. \tag{2}$$

On désigne les quantités ci-dessus $\mathfrak{R}$, $\mathfrak{L}$, $\mathfrak{C}$ sous les noms de *résistance effective*, *coefficient de self-induction effectif*, *capacité effective*.

On peut définir $\mathfrak{R}$ et $\mathfrak{L}$ par le fait que $\mathfrak{R}\,\overline{i}^2$ est l'énergie dépensée par seconde en chaleur Joule, que $\frac{1}{2}\mathfrak{L}\overline{i}^2$ est l'énergie du champ magnétique qui a rapport à l'oscillation ([29]); quant à $\overline{i}$ il désigne la valeur maxima du courant atteinte au moment considéré en un point quelconque de l'oscillateur (**).

On peut déjà conclure de cette définition que $\mathfrak{R}$ et $\mathfrak{L}$, ainsi que $\mathfrak{C}$, ne dépendent pas seulement des dimensions de l'oscillateur, mais aussi de la fréquence et de la distribution du courant et de la tension qui en est la conséquence; par exemple ils ont une valeur différente pour les oscillations fondamentale et supérieures.

Si $\overline{\mathfrak{V}}_0$ est l'amplitude maxima de la tension en un point quelconque de l'oscillateur, il existe entre cette amplitude et l'amplitude maxima

---

(*) L'amplitude du champ électromagnétique dans le voisinage de l'oscillateur ne donne aucune indication sur la grandeur du rayonnement.

(**) Égale en général à la valeur au ventre de courant.

$\overline{i_0}$ du courant dans l'oscillateur la relation suivante :

$$\overline{i_0} = \beta\omega\,\mathfrak{C}\,\overline{\mathcal{V}_0} = \beta\sqrt{\frac{\mathfrak{C}}{\mathfrak{L}}}\,\overline{\mathcal{V}_0}$$

dans laquelle β représente un facteur qui dans la pratique est peu différent de 1.

b. Les méthodes suivantes ([29]) donnent une valeur approchée du coefficient de self-induction effectif $\mathfrak{L}$, ainsi que de la capacité effective $\mathfrak{C}$ d'un émetteur.

1° On introduit au ventre de courant une bobine de coefficient de self-induction connu L. De ce fait on change la fréquence N de l'émetteur en N_1. On a approximativement

$$\mathfrak{L} = L\frac{N_1^2}{N^2 - N_1^2}.$$

De $\mathfrak{L}$ et de l'égalité (1) on tire $\mathfrak{C}$.

2° On introduit au ventre de courant un condensateur de capacité C. La fréquence devient N_2 et l'on a approximativement

$$\mathfrak{C} = C\frac{N_2^2 - N^2}{N^2}.$$

De $\mathfrak{C}$ et de l'égalité (1) on tire $\mathfrak{L}$.

Il est recommandé d'employer concurremment les deux méthodes, et de prendre pour $\mathfrak{L}$ comme pour $\mathfrak{C}$ la moyenne des deux valeurs obtenues. Les deux procédés sont d'autant moins sujets à caution que la différence entre N et N_1, ou N et N_2, est plus petite ; d'un autre côté ils présentent pour la détermination de N, N_1 et N_2 des exigences de précision d'autant plus grandes que cette différence est plus petite (*).

III. — Oscillateurs complexes.

30. **Oscillateur linéaire avec deux capacités égales aux extrémités (oscillateur de Hertz).** — *a*. Les deux masses conductrices (**) ajoutées aux extrémités augmentent la capacité effective de l'oscillateur. Par

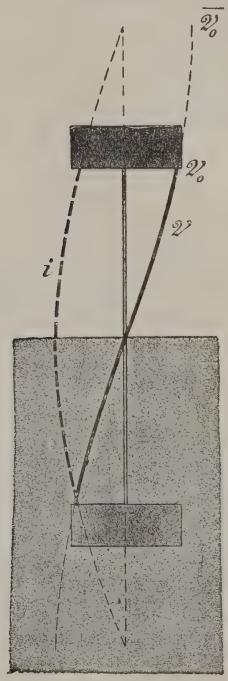
(*) Sur la détermination de N, N_1 et N_2, *voir* 65.

(**) On suppose ici implicitement que les dimensions de ces masses conductrices sont assez petites, par rapport à la longueur d'onde, pour que la tension puisse y être considérée comme à peu près constante. Cela est exact jusqu'à un certain point, mais pas d'une manière absolue, pour les sphères, les plaques et les réseaux circulaires ou quadrangulaires.

suite, la fréquence devient plus petite, la longueur d'onde plus grande que pour un fil simple de même longueur. La différence est d'autant plus grande que les capacités aux extrémités sont plus grandes par rapport à la capacité effective du fil.

b. La distribution du courant et de la tension doit donc être analogue à celle de la figure 41. Plus les capacités additionnelles sont

Fig. 41.



grandes relativement à la capacité effective du fil, moins l'amplitude de courant minima sur le fil diffère de celle du ventre de courant.

L'amplitude du courant au ventre de courant est telle qu'elle corresponde à l'amplitude de tension $\overline{\mathfrak{V}_0}$ au ventre de tension d'après 26, égalité (2). En fait, la plus haute amplitude de tension est celle qui s'exerce sur les capacités terminales; par rapport à elle l'amplitude du courant est beaucoup plus grande qu'elle ne le serait dans un oscillateur linéaire d'égale longueur.

c. Si l'on compare un oscillateur linéaire de même longueur de fil avec un oscillateur de Hertz au point de vue de l'action à distance, l'oscillateur de Hertz présente l'avantage d'une distribution de courant très favorable et d'une grande amplitude du courant au ventre de

courant (27*c*). Par contre, d'après 27, égalité (2), la grande longueur d'onde est pour ce dernier un désavantage dans l'action à distance. Le calcul ([30]) montre qu'en dépit de cette dernière influence désavantageuse l'action à grande distance de l'oscillateur de Hertz est supérieure à celle de l'oscillateur linéaire de même longueur de fil, quand l'amplitude maxima de la tension en jeu est la même pour les deux oscillateurs.

31. **Oscillateur linéaire avec une capacité à une seule extrémité.** — *a.* La distribution du courant et de la tension est représentée dans les

Fig. 42.

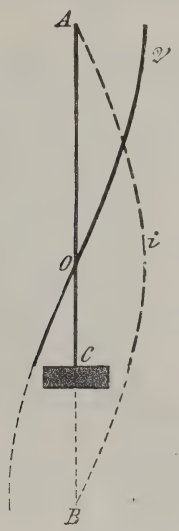


Fig. 43.

PHYSICAL LIBRARY M.I.T

figures 42 et 43 : dans la figure 42 pour une capacité moyenne (*), dans la figure 43 pour une très grande capacité. Plus la capacité ajoutée à une extrémité est grande, plus la longueur d'onde de l'oscillation est grande, par conséquent plus le ventre de courant (nœud de tension) se déplace du milieu du fil vers la capacité.

Si la capacité additionnelle est extrêmement grande par rapport à la capacité effective du fil, le ventre de courant (nœud de tension) est très voisin de cette capacité; le fil contient alors environ un quart de longueur d'onde (*fig.* 43).

b. La raison pour laquelle, dans ce dernier cas, il y a nécessairement un nœud de tension et un ventre de courant près de la capacité, est

(*) Relativement à la capacité effective du fil.

la suivante : l'amplitude de la tension $\mathcal{V}_0$ sur le corps conducteur est liée à l'amplitude du courant par la relation

$$i_0 = \omega \mathfrak{C} \mathcal{V}_0 ;$$

si la capacité $\mathfrak{C}$ du corps conducteur additionnel est extrêmement grande $\mathcal{V}$ sera extrêmement petit, i étant une quantité donnée (*).

Il s'ensuit que si l'on ajoute à un endroit quelconque d'un oscillateur donné un corps conducteur de très grande capacité, il se produit aux environs de cet endroit un nœud de tension et, par suite, un ventre de courant. S'il se trouve déjà un nœud de tension en cet endroit, l'addition d'un corps conducteur ne change rien à la distribution du courant et de la tension.

c. On peut encore interpréter d'une autre manière les résultats représentés par les figures 42 et 43. En supposant qu'on se donne la distance OA et la distribution correspondante de la tension et du courant, on peut obtenir cette distribution en ajoutant une portion symétrique OB, ce qui donne un oscillateur linéaire rectiligne. On peut également remplacer cette portion symétrique par une portion plus courte OC et une capacité $\mathfrak{C}$. On peut toujours choisir cette dernière de manière que la distribution du courant et de la tension sur la partie OA, ainsi que la fréquence, soient les mêmes que pour l'oscillateur symétrique AOB (*fig.* 42). Plus OC est court, plus la capacité $\mathfrak{C}$ doit être grande.

32. **Oscillateur linéaire avec condensateurs intercalés.** — *a*. Si dans un oscillateur linéaire on intercale un condensateur de chaque côté du milieu du fil à la distance a de ce milieu, on est autorisé, jusqu'à un certain point, à supposer que les capacités des condensateurs et la capacité effective du fil sont simplement associées en série. En fait, l'introduction des condensateurs diminue la capacité effective de l'oscillateur. En conséquence il y a augmentation de la fréquence et diminution de la longueur d'onde, d'autant plus considérables que les capacités introduites sont plus petites par rapport à la capacité effective du fil.

La figure 44 représente la distribution du courant et de la tension ; c'est une conséquence d'une part de l'influence de la fréquence sur la distribution du courant et de la tension (26), d'autre part de ce que sur le condensateur de capacité C l'amplitude i_0 du courant est à l'amplitude de la tension $\mathcal{V}_1 - \mathcal{V}_2$ entre les armatures du condensateur dans le rapport

$$i_0 = \omega C (\mathcal{V}_1 - \mathcal{V}_2)_0 .$$

(*) ω n'étant pas extrêmement petit en même temps.

b. Si l'on rapproche les deux condensateurs du milieu de l'oscillateur et si on les remplace finalement par un seul, la distribution du courant et de la tension prend la forme de la figure 45.

c. Quand la capacité du ou des condensateurs intercalés est très grande

Fig. 44.

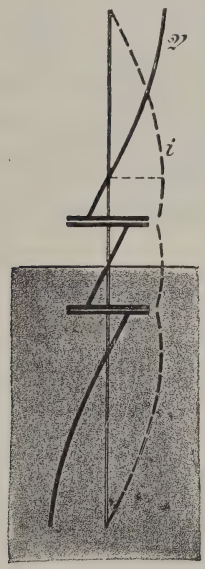
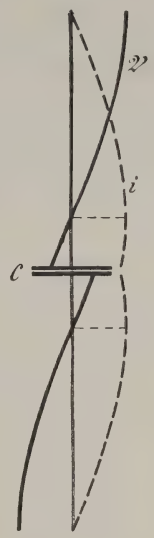


Fig. 45.



par rapport à la capacité effective du fil, leur présence ne modifie pas sensiblement les propriétés de l'oscillation, quel que soit l'endroit où ils soient intercalés.

33. **Oscillateur linéaire avec bobine intercalée.** — *a*. L'introduction de bobines augmente très fortement le coefficient de self-induction effectif de l'oscillateur; par suite entraîne une diminution sensible de la fréquence et un accroissement correspondant de la longueur d'onde. La grandeur de la modification dépend du rapport des dimensions de la bobine à celles du restant de l'oscillateur. Pour un oscillateur donné, le coefficient de self-induction de la bobine donne une bonne indication pour le changement de la longueur d'onde (*) : plus le coefficient de self-induction de la bobine est grand, plus elle modifie la longueur d'onde. La distribution du courant et de la tension doit être à peu près la même que celle de la figure 46, en supposant que la

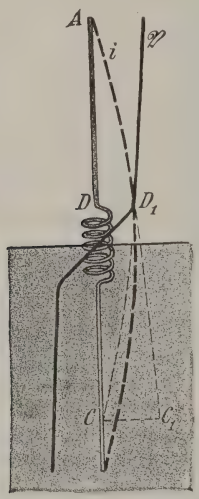
(*) Au moins dans les cas à considérer pratiquement.

longueur AC soit $\frac{1}{4}$ de la nouvelle longueur d'onde. En ce qui concerne la courbe de courant, seule la partie voisine des nœuds de courant se trouve sur le fil. La valeur moyenne de l'amplitude du courant est donc très faible, et la valeur maxima de cette amplitude est également beaucoup plus petite qu'elle ne le serait pour un oscillateur linéaire rectiligne ayant la même amplitude de tension.

b. La bobine ne contribue pas, d'une manière utile, à l'action à distance (27 *e*) ; les relations du courant sur la partie rectiligne de l'oscillateur sont très défavorables à cette action et il en est de même de l'accroissement de la longueur d'onde. Tout concourt donc à rendre l'action à distance d'un tel oscillateur bien inférieure à celle d'un oscillateur linéaire rectiligne de même longueur et de même amplitude de tension.

La conséquence de la distribution du courant défavorable pour son

Fig. 46.



action est que l'énergie rayonnée par l'oscillateur en une période est plus faible que pour un oscillateur linéaire rectiligne, qui aurait au ventre de courant la même amplitude de courant que celle qui règne à l'origine de la bobine pour l'oscillateur de la figure 46. Par ailleurs, ce dernier possède, dans ces conditions, une bien plus grande énergie, par suite de son coefficient de self-induction effectif bien plus élevé. Ces deux propriétés concourent à rendre le décrément par rayonnement d'un oscillateur avec bobine intercalée bien plus faible que celui d'un oscillateur rectiligne de même longueur.

34. Oscillateur linéaire avec bobines et condensateurs intercalés. —

a. L'abaissement de la fréquence, que produisent les bobines, se laisse partiellement ou en totalité compenser, ou même convertir en accroissement, par l'introduction de condensateurs (32). Toutes choses égales d'ailleurs, la capacité des condensateurs et le coefficient de self-induction des bobines déterminent le cas qui se produit. Si l'action des bobines prévaut, la distribution prend le caractère de la figure 46 ; dans le cas contraire, le courant et la tension se distribuent comme dans les figures 44 et 45.

Quand l'action des bobines sur la fréquence est exactement compensée par les condensateurs introduits, la distribution du courant et de la tension sur la partie rectiligne de l'oscillateur (*fig.* 47) est à peu près la même que pour un oscillateur linéaire rectiligne de même longueur.

Fig. 47.

b. L'oscillateur représenté par la figure 47 (*) se distingue essentiellement de l'oscillateur rectiligne simple de même longueur, en ce que le décrément par rayonnement est beaucoup plus faible pour le premier (**). On désigne souvent les oscillateurs du genre de celui repré-

(*) Il faut se représenter la figure 47 complétée par une moitié symétrique vers le bas.

(**) Pour la même amplitude de courant, l'énergie rayonnée par période est la même dans les deux cas ; mais l'énergie contenue dans l'oscillateur est beaucoup plus grande, dans le cas de la figure 47, que pour un oscillateur linéaire rectiligne de même longueur.

senté figure 47 sous le nom d'*émetteurs à amortissement par rayonnement diminué.*

35. **Oscillateurs mis à la terre.** — D'après 31, on peut remplacer une des moitiés d'un oscillateur linéaire rectiligne par une très grande capacité disposée en son milieu (au ventre de courant) (*), sans changer sensiblement, pour l'oscillation fondamentale, la distribution du courant et de la tension sur la moitié restante de l'oscillateur. Cela est d'ailleurs valable non seulement pour l'oscillateur linéaire, mais pour tous ceux dont on a parlé plus haut.

Dans ce but, on peut prendre la terre comme grande capacité, en supposant toutefois qu'elle soit bonne conductrice à l'endroit envisagé. Si l'on considère un tel oscillateur, dont une moitié soit supprimée et l'autre mise en contact avec une partie très bonne conductrice de la terre, la distribution du courant et de la tension restera la même pour l'oscillation fondamentale. Les courbes de tension et de courant des figures 41 à 47 représentent donc également la distribution, quand il n'existe qu'une moitié d'émetteur et que l'autre partie (dans la région ombrée) est remplacée par un terrain très bon conducteur.

De même, ce qui a été dit plus haut, pour la fréquence et la longueur d'onde de l'oscillation fondamentale dans l'oscillateur symétrique, conserve sa valeur pour la moitié mise à la terre.

(*) C'est-à-dire mise immédiatement en contact et non pas reliée par un fil conducteur plus ou moins long.

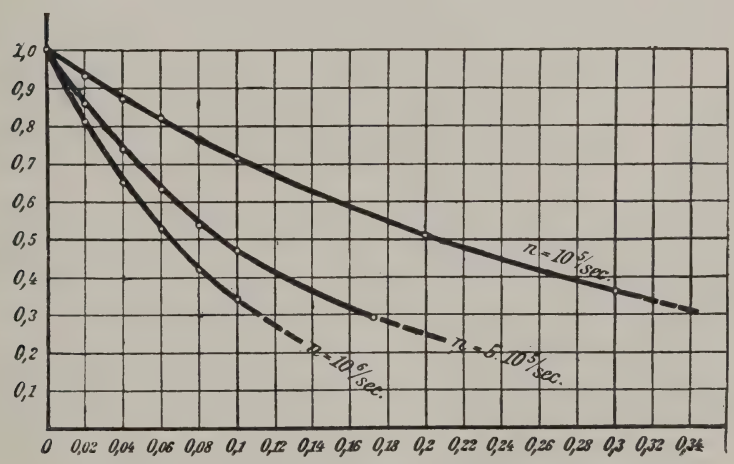
CHAPITRE III.

LE CIRCUIT DE COURANT ALTERNATIF A HAUTE FRÉQUENCE ([31]).

I. — Résistance et coefficient de self-induction.

36. **Distribution du courant dans la section d'un fil massif.** — Avec le courant continu et également avec les courants alternatifs usuels de l'industrie, le courant est le même dans toute la section d'un fil. Au contraire, pour les fréquences usitées en T. S. F., l'amplitude du courant

Fig. 48.



Profondeur en dessous de la surface du fil en millimètres.

dans les fils rectilignes est toujours maxima au voisinage immédiat de la surface du fil. Elle décroît vers l'intérieur du fil et cela d'autant plus rapidement que la fréquence de l'oscillation est plus grande et que la conductibilité et la perméabilité du fil sont plus grandes. Elle peut donc décroître assez rapidement pour que, pratiquement, le courant tout entier s'écoule dans une couche superficielle très mince (*effet superficiel*).

La figure 48 (*) représente la chute de l'amplitude du courant dans les fils de cuivre à différentes profondeurs de la surface et pour des fréquences différentes.

37. **Coefficient de self-induction** ([32]). — Par suite du phénomène précédent, il n'y a presque pas à considérer de champ magnétique à l'intérieur du fil. Alors que pour le courant continu le coefficient de self-induction d'un circuit se compose toujours de deux parties, l'une provenant du champ magnétique à l'intérieur du fil, l'autre du champ magnétique à l'extérieur du fil; dans les oscillations rapides, la première de ces parties (qui pour les fils rectilignes non ferromagnétiques de longueur l_{cm} est de $\frac{l}{2}$ C. G. S.) manque presque totalement. On ne commet donc aucune erreur en la négligeant pour les fils rectilignes, ou presque rectilignes, et en prenant le coefficient de self-induction effectif $\mathfrak{L}$ égal au coefficient de self-induction pour courant continu moins $\frac{l}{2}$ C. G. S. Pour des fils fortement recourbés, les relations sont moins simples (**) (*voir* 39).

38. **Résistance des fils rectilignes** ([34]). — Une autre conséquence de la distribution inégale du courant est qu'on doit considérer, pour évaluer la résistance d'un fil, la section de la mince couche superficielle plutôt que la section totale. En fait la résistance effective $\mathfrak{R}$ d'un fil est tout autre pour les oscillations rapides (10 *a*) que pour le courant continu (R). La différence est d'autant plus grande que la fréquence de l'oscillation, le diamètre, la conductibilité et la perméabilité du fil sont plus grands.

a. La Table VII à la fin de l'Ouvrage donne la résistance des fils de cuivre de diverses épaisseurs pour les différentes fréquences utilisées en T. S. F. La résistance des fils de fer est beaucoup plus élevée à cause de leur grande perméabilité, de sorte que cette considération ne recommande pas leur emploi.

b. Pour des fils très minces et surtout de métal peu conducteur, la résistance effective pour les oscillations de la T. S. F. est peu différente de leur résistance pour le courant continu, et cela d'autant moins qu'ils sont plus fins. La Table VIII donne les épaisseurs de fil pour lesquelles la différence atteint 1 pour 100 d'après les métaux et les fréquences.

(*) Le rayon minimum pour lequel s'appliquent les courbes de la figure 48 est pour $n = 10^5$/sec environ 3^{mm}, pour $n = 5.10^5$/sec environ $1^{mm},6$, et pour $n = 10^6$/sec environ $1^{mm},1$. Pour des fils plus minces la chute de l'amplitude est moins rapide.

(**) Le coefficient de self-induction des bobines pour les oscillations peut être de 20 pour 100 plus faible que pour le courant continu ([33]). La Table VI donne les formules pour le coefficient de self-induction des bobines.

Pour les faibles charges on emploie les fils fins de constantan, de manganine ou de nickeline ([35]), pour des charges plus fortes on emploie les charbons de lampe à arc, les crayons de graphite et les tubes remplis d'électrolyte (solution de SO^4Cu par exemple), comme étant pratiquement sans induction et ayant une résistance indépendante de la fréquence.

c. Les phénomènes suivants sont étroitement liés à l'effet superficiel :

1° Pour les oscillations rapides, un tube de cuivre à parois pas trop minces a sensiblement la même résistance qu'un cylindre massif de même diamètre ;

2° Les fils de cuivre zingués ne sont pas à employer; le courant passe principalement dans le zinc mauvais conducteur, la résistance est par suite plus grande que pour les fils de cuivre non zingués ;

3° Les fils d'acier cuivrés n'ont guère plus de résistance que les fils de cuivre. Ils permettent de joindre à la grande conductibilité du cuivre la grande résistance à la traction de l'acier ; ils sont par conséquent à recommander pour les antennes, qui sont soumises à l'action du vent.

d. Une différence essentielle entre la résistance des fils pour le courant continu et celle relative aux oscillations de la T. S. F. est que cette dernière est proportionnelle à $\frac{1}{r}$, tandis que la première est proportionnelle à $\frac{1}{r^2}$ (r étant le rayon du fil). Pour le courant continu, la résistance ne dépend en effet que de la section dn fil ; il est alors indifférent d'employer un conducteur massif ou plusieurs fils en parallèle de même section totale. Pour les oscillations, il est avantageux de substituer au fil massif un faisceau de fils isolés entre eux (*); il faut seulement éviter qu'une distribution du courant analogue à celle qui s'établit dans un fil massif ne s'établisse dans ce faisceau, c'est-à-dire que le courant ne passe presque exclusivement que par la surface externe des fils accolés. On cherche à éviter cet inconvénient en entrelaçant ou en cordant les fils du faisceau, d'après le procédé de Dolezalek ; si par exemple le circuit est formé d'un cercle, chaque fil vient alternativement de l'intérieur à l'extérieur du cercle pour que l'amplitude du courant soit la même dans tous les fils.

39. **Résistance des bobines** ([36]). — Si l'on construit une bobine cylindrique avec un fil massif, l'amplitude du courant ne sera pas répartie symétriquement par rapport à l'axe du fil, mais sera plus forte à l'inté-

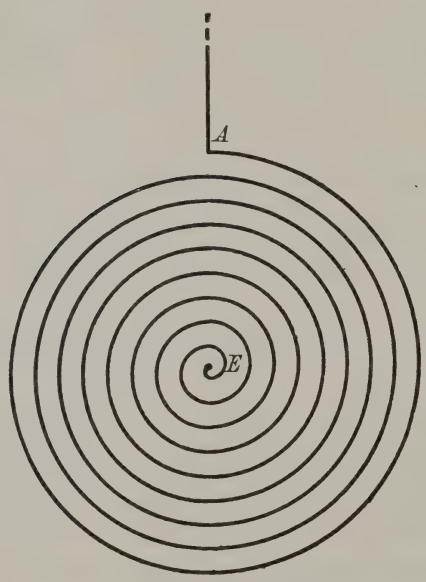
(*) De tels câbles sont fabriqués par les différentes firmes (par exemple la fabrique de fils isolés, autrefois C. Vogel, Adlershof, près Berlin) ; les différentes marques sont loin d'avoir la même valeur.

rieur de la bobine qu'à l'extérieur. L'enroulement en bobine augmentera par suite la résistance effective des fils ; dans les limites des dimensions et des fréquences employées en T. S. F., cette résistance effective aura une fois et demie à deux fois la valeur qu'elle aurait eue dans les mêmes conditions pour le même fil rectiligne ou peu recourbé.

L'emploi de bandes de cuivre au lieu de fils diminue beaucoup la résistance des bobines ; les faisceaux de fils isolés séparément paraissent peu actifs à ce point de vue ([32]). Les bobines dans lesquelles le fil est enroulé sur plusieurs couches sont très défavorables au point de vue de la résistance.

En outre des bobines cylindriques, on emploie aussi en T. S. F. des

Fig. 49.



spirales planes (*fig.* 49) ; on n'a encore publié aucun résultat sur la comparaison de leur résistance effective, selon qu'elles sont construites en fil massif ou en bande de cuivre

II. — Courant et tension.

40. Relation entre l'amplitude du courant et celle de la tension — *a*. Pour les oscillations sinusoïdales non amorties, on déduit l'amplitude

du courant i_0 de celle de la tension $\mathcal{V}_0$ par la relation

$$(1) \qquad i_0 = \frac{\mathcal{V}_0}{\sqrt{\mathfrak{R}^2 + (\omega \mathfrak{L})^2}}$$

dans laquelle $\mathfrak{R}$ et $\mathfrak{L}$ représentent la résistance et le coefficient de self-induction du conducteur entre les extrémités duquel règne la tension $\mathcal{V}$.

Cette relation est encore approximativement exacte pour les oscillations amorties d'usage courant (*). Elle prend une forme encore plus simple pour tous les conducteurs qui ne se composent pas de fils très minces ou mauvais conducteurs. Pour ces conducteurs et pour les fréquences en usage dans la T. S. F., l'inductance est très grande par rapport à la résistance. On a donc d'une manière approchée

$$(2) \qquad i_0 = \frac{\mathcal{V}_0}{\omega \mathfrak{L}}.$$

Il s'ensuit immédiatement que, pour les dérivations de courant dans des fils de quelque épaisseur, les amplitudes de courant dans les branches sont déterminées par l'inductance de celles-ci et non par leur résistance.

b. Si l'on applique la relation (2) à la totalité du trajet de courant d'un circuit à condensateur (AFB de la figure 1), il faut entendre par $\mathcal{V}$ la tension entre les armatures du condensateur (**) et par $\mathfrak{L}$ le coefficient de self-induction du trajet de courant tout entier.

Quand on introduit la capacité à la place du coefficient de self-induction, on a

$$(3) \qquad i_0 = \omega \mathfrak{C} \mathcal{V}_0.$$

Comme exemple on peut appliquer cette égalité au circuit à condensateur de la station de Nauen (Compagnie de T. S. F.). La capacité effective est de 0,44 MF, la fréquence environ $1{,}5 . 10^5$/sec. Pour 60 000 volts de tension initiale, on a donc

$$\begin{aligned} i_0 &= 2\pi . 1{,}5 . 10^5 \times 0{,}44 . 10^{-15} \times 60\,000 . 10^8 \text{ C. G. S.} \\ &= \text{environ } 2500 \text{ C. G. S.} = 25\,000 \text{ ampères.} \end{aligned}$$

L'amplitude du courant atteint donc des valeurs très élevées dans les réalisations de la pratique.

41. Distance explosive et tension ([37]). — Une certaine mesure de la

---

(*) C'est-à-dire pour lesquelles $\vartheta < 2\pi$.

(**) Pour un dispositif en série, la somme des tensions entre les armatures des condensateurs associés en série.

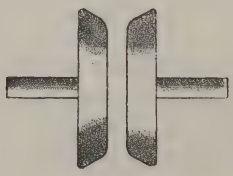
tension $\mathcal{V}$ entre les armatures du condensateur sera donnée par la distance explosive, c'est-à-dire par l'espace compris entre deux électrodes et qui est strictement traversé par l'étincelle lorsque la tension entre les électrodes est $\mathcal{V}$ (*). La relation entre la distance explosive et la tension dépend de la forme des électrodes (du rayon des boules lorsque les électrodes sont sphériques), de l'état du gaz dans lequel se trouvent les électrodes et de la nature de leur charge statique (par machine à influence ou encore par bobine d'induction) ou par oscillations rapides.

a. La Table IX donne les relations entre la distance explosive et la tension de décharge pour une charge statique et dans l'air sous la pression atmosphérique (**). Les courbes se rapportent à des électrodes sphériques de rayon r, la première pour les petites distances explosives, la seconde pour les grandes distances explosives. La forme de ces courbes montre : que pour de petites distances explosives le diamètre des boules n'a que peu d'influence ; que plus la distance explosive augmente, plus l'influence du diamètre des boules augmente; alors que pour de petites boules la tension ne croît que très lentement avec la distance explosive, pour de grosses boules la tension reste approximativement proportionnelle à la distance explosive jusqu'à de très grandes valeurs de cette dernière.

Ces phénomènes sont encore plus accusés avec des électrodes en forme de plaques (*fig.* 50).

b. On peut abaisser la tension de décharge en projetant des rayons

Fig. 50.



ultraviolets sur l'électrode négative, en chauffant les électrodes, enfin en ionisant le milieu gazeux d'une manière quelconque. L'ionisation des gaz est obtenue pratiquement par de courtes décharges précédant la décharge prlncipale : quand on fait passer rapidement une série d'étincelles dans un éclateur, la tension peut être beaucoup plus faible pour les dernières que pour les premières.

(*) On désigne la tension nécessaire pour traverser une couche gazeuse donnée par le nom de *tension de décharge* $\mathcal{V}_z$ correspondant à l'épaisseur de gaz donnée (*voir* 113 *b*).

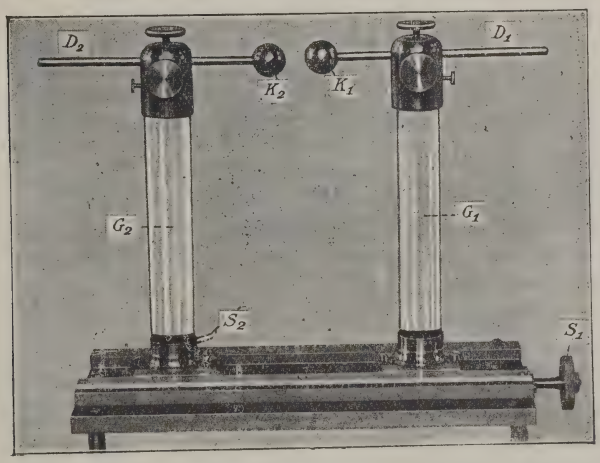
(**) Dans l'hydrogène la tension de décharge est, toutes choses égales d'ailleurs, plus faible que dans l'air.

On obtient une élévation de la tension de décharge en comprimant l'air entre les électrodes et l'accroissement est à très peu près proportionnel à la pression.

c. Si la charge des boules de l'éclateur a été obtenue au moyen d'oscillations rapides, le rapport entre la tension maxima et la distance explosive dépend en plus de la fréquence employée. Plus la fréquence est élevée, plus la tension nécessaire pour obtenir une distance explosive donnée est forte. Pour les fréquences utilisées en T. S. F., la différence entre la charge par oscillations et la charge statique est assez faible à ce point de vue, pour qu'on puisse sans inconvénient utiliser les valeurs obtenues pour la charge statique (Table IX) ([38]).

d. Le micromètre à étincelle de la figure 51 sert à mesurer les distances explosives, K_1 et K_2 sont les boules électrodes; G_1, G_2 de bons isolateurs en verre; S_1 une vis micrométrique, S_2 le bouton d'une vis de

Fig. 51.



pression. Si l'on dévisse celle-ci, la partie gauche de l'éclateur peut être déplacée, tandis que pour les faibles déplacements la vis micrométrique est seule utilisée.

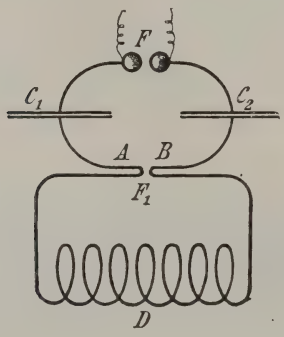
42. **Isolement des conducteurs.** — *a.* Par suite des hautes tensions qui peuvent intervenir dans toute application des oscillations amorties, il y a à prendre de grandes précautions pour qu'une étincelle n'éclate pas entre deux points d'un conducteur. Ces étincelles sont à éviter, car, si par exemple une étincelle éclate entre les points A et B du circuit à condensateur de la figure 52, presque tout le courant suivra le

chemin A F_1 B, qui présente une impédance bien moindre que le chemin ADB, et par suite l'oscillation sera tout autre que sans cette étincelle.

b. D'un autre côté, l'isolement contre les pertes de courant, pour des conducteurs qui ne sont chargés que par des oscillations, n'est pas aussi nécessaire qu'avec un courant continu à haute tension ou un courant alternatif industriel. Si par exemple on établit entre les deux points A et B une liaison par un isolant imparfait, une latte de bois par exemple,

Fig. 52.

à la bobine.



cela ne nuira pas aux oscillations, malgré les hautes tensions qui règnent entre A et B. En effet, l'impédance, identique dans ce cas à la résistance de la latte de bois, est toujours tellement grande par rapport à l'impédance du chemin ADB, qu'une très faible partie du courant total passe par la latte.

c. Par contre, toutes les parties qui reçoivent de hautes tensions de la bobine d'induction ou du transformateur à courant alternatif sont à isoler très soigneusement, comme pouvant occasionner des pertes très importantes. Dans l'association en série des condensateurs (*fig.* 9), seules les parties FC_1 et FC_2 sont à isoler parfaitement; tandis que pour les circuits à un seul condensateur ou à plusieurs condensateurs associés en quantité, tout le circuit est à isoler parfaitement. Cela peut être un avantage en faveur du montage en série.

III. — Mesure du courant.

43. **Les données des instruments thermiques.** — *a.* Ces instruments sont des appareils dont l'indication est provoquée par le développement de chaleur produit par le courant dans un fil.

Cette indication donne une mesure de la quantité de chaleur moyenne Q (*) développée par seconde. D'une manière générale, si la résistance effective du fil est $\mathfrak{R}$, on a pour Q

$$Q = \mathfrak{R}\, i^2_{\text{eff}}, \tag{1}$$

i^2_{eff} étant la valeur moyenne de i^2.

Pour les oscillations sinusoïdales non amorties, on a

$$i^2_{\text{eff}} = \frac{1}{2} i^2_0, \tag{2}$$

donc

$$Q = \frac{1}{2} \mathfrak{R}\, i^2_0,$$

Pour les oscillations amorties, dont la courbe des amplitudes est une exponentielle, la quantité de chaleur développée pendant une décharge est

$$\mathfrak{R} \frac{i^2_0}{4\delta} = \mathfrak{R} \frac{i^2_0}{4 N \mathfrak{d}}.$$

S'il y a ζ décharges par seconde, la chaleur développée dans une seconde est

$$Q = \mathfrak{R} \frac{\zeta}{4 N \mathfrak{d}} i^2_0. \tag{3}$$

En introduisant l'égalité (1), on obtient

$$i^2_{\text{eff}} = \frac{\zeta}{4 N \mathfrak{d}} i^2_0;$$

i^2_{eff} est généralement désigné sous le nom d'*effet du courant* (**). Par *effet du courant d'une seule décharge*, on entend l'apport d'une seule décharge dans l'effet total du courant, soit la $\zeta^{\text{ième}}$ partie de i^2_{eff},

$$= \frac{i^2_0}{4 N \mathfrak{d}}.$$

b. Puisque la résistance effective $\mathfrak{R}$ d'un fil dépend de la fréquence, il en est de même des indications du thermique. On peut les rendre

---

(*) Il n'est pas nécessaire que l'indication soit proportionnelle à Q; cette condition est pourtant réalisée dans la plupart des instruments.

(**) De même, l'effet de la tension $\mathfrak{V}^2_{\text{eff}}$ est la valeur moyenne de $\mathfrak{V}^2$

$$= \frac{\zeta}{4 N \mathfrak{d}} \mathfrak{V}^2_0.$$

indépendantes de la fréquence et l'on rend possible dans la plupart des cas un étalonnage par courant continu, en employant des fils calorimétriques très fins (38 *b*) dont le diamètre ne dépasse pas la valeur donnée par la Table VIII (*).

c. Pour des oscillations non amorties et approximativement sinusoïdales, on obtient immédiatement l'amplitude du courant à l'aide d'un thermique étalonné au courant continu.

Pour des oscillations amorties, il n'en est pas de même, puisque l'indication ne dépend pas uniquement de l'amplitude du courant, mais encore du décrément δ de l'oscillation et du nombre de décharges ζ. Ce n'est que dans le cas où l'on connaît ces quantités qu'on peut déduire subsidiairement l'amplitude du courant des indications de l'instrument.

On donnera plus loin (nos 72 et suivants) une méthode de détermination du décrément. On peut, lorsqu'on emploie une bobine d'induction, déduire le nombre de décharges du nombre de tours du moteur interrupteur, en supposant qu'il ne se produise qu'une décharge par interruption ; le nombre d'interruptions et le nombre de décharges sont alors identiques. Mais, d'une manière générale, ce n'est pas le cas (**) : si le

Fig. 53.

courant primaire est assez intense, on obtient à chaque interruption plusieurs décharges et étincelles dites *élincelles partielles*. On peut vérifier le nombre de décharges par interruption en se servant d'un miroir tournant lentement (***). On se trouve dans le premier cas si l'on obtient une image de l'étincelle semblable à celle représentée par la figure 53 ; si

Fig. 54.

l'on obtient une photographie comme celle de la figure 54, on se trouve

(*) L'instrument redevient dépendant de la fréquence si on lui ajoute un shunt destiné à en régler la sensibilité.

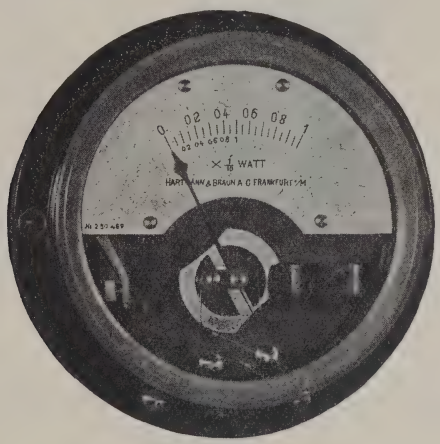
(**) Il en est de même pour la relation entre la fréquence et le nombre de décharges lorsqu'on emploie du courant alternatif.

(***) On reconnaît facilement, avec un peu d'habitude, la présence des étincelles partielles; l'étincelle est alors plus sifflante que claquante.

dans le second cas. Il est indispensable d'éviter ce second cas, non seulement pour les mesures, mais encore pour les applications pratiques, sinon les oscillations seraient des plus irrégulières à moins d'employer un éclateur dans l'hydrogène ([33]) ou une lampe à arc à mercure ([39]) (**104**).

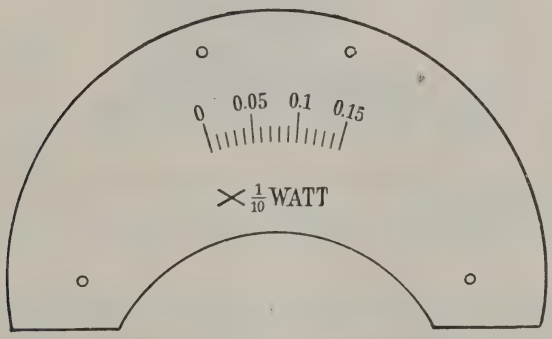
44. **Thermiques industriels.** — Les thermiques industriels peuvent être employés sans shunt, même pour les oscillations rapides.

Fig. 55.



La firme Hartmann et Braun construit des instruments de cette sorte, spécialement pour les oscillations rapides ; ils sont parfois dénommés

Fig. 56.

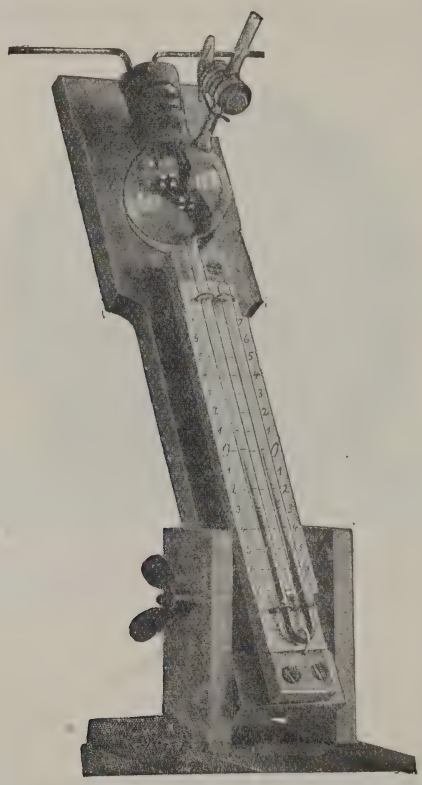


wattmètres. Le Tableau à la fin du Chapitre III donne des renseignements sur les appareils de construction ancienne (*fig.* 55) et récente (*fig.* 56).

45. **Thermiques à air.** — Un instrument très simple est le thermo-

mètre à air de Riess, ou thermique à air (*fig.* 57). Il se compose, dans sa forme la plus ancienne, d'un matras pourvu d'un manomètre à alcool et d'un robinet, qui permet d'égaliser la pression entre l'air extérieur et l'air intérieur. Deux fils épais pénètrent dans le matras par un bouchon

Fig. 57.

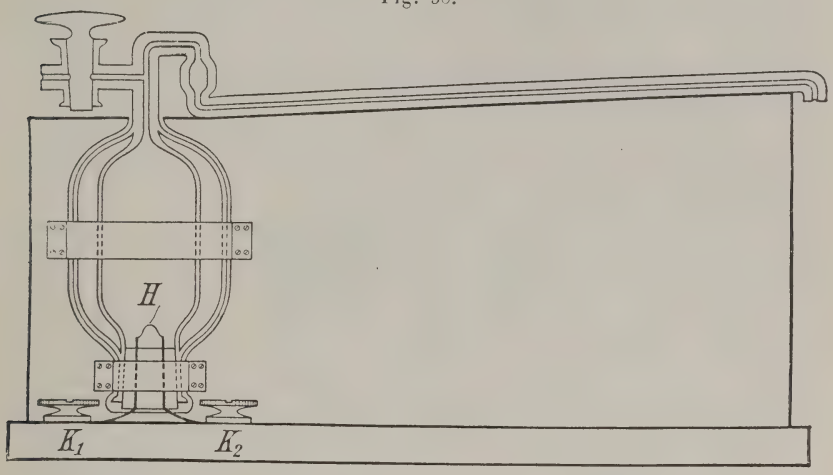


ces fils sont réunis par le fil calorimétrique. Si le courant est envoyé dans l'instrument, le fil calorimétrique s'échauffe ainsi que l'air contenu dans le matras. Le manomètre indique l'augmentation de pression ainsi produite.

Les instruments plus récents ([40]) se distinguent des anciens en ce que le fil calorimétrique se trouve à la partie inférieure du récipient ; ce dernier est entouré d'une enveloppe dans laquelle on a fait le vide et qui est éventuellement argentée à l'intérieur ; le tube capillaire est sensiblement horizontal et contient un court filament liquide, dont le mouvement indique les changements de volume et non pas les variations de

pression de l'air dans le récipient. Ces instruments sont beaucoup plus sensibles et à peu près indépendants des influences extérieures.

Fig. 58.



46. **Bolomètres** ([41]). — On relie le fil calorimétrique w à la branche d'un pont de Wheatstone (*fig.* 59) et l'on établit ce pont de telle sorte

Fig. 59.

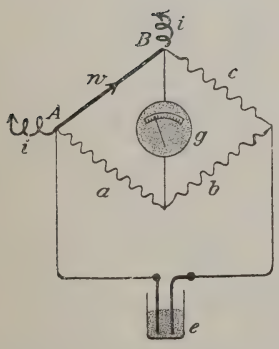
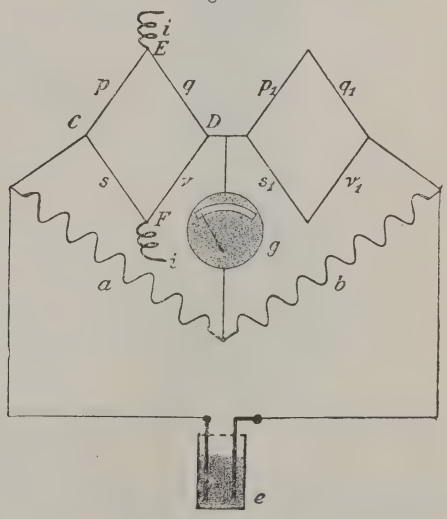


Fig. 60.



qu'aucun courant ne traverse le galvanomètre g. Dès qu'un courant alternatif i est lancé dans le fil w (AB), il l'échauffe et par suite la résis-

tance change. Le galvanomètre donne une indication sensiblement proportionnelle à l'effet du courant alternatif.

La figure 60 représente un dispositif de bolomètre un peu différent. Les embranchements *pqrs*, qui remplace *w* de la figure 59, et $p_1 q_1 r_1 s_1$ qui remplace *c* sont formés par des fils fins de platine ou de fer et aussi semblables que possible. En plus, les branches $p + q$ et $r + s$ sont calculées de telle sorte que le galvanomètre *g* ne donne aucune indication quand on introduit ou qu'on enlève un courant continu en E et F ; les points C et D sont donc à la même tension pour un courant continu.

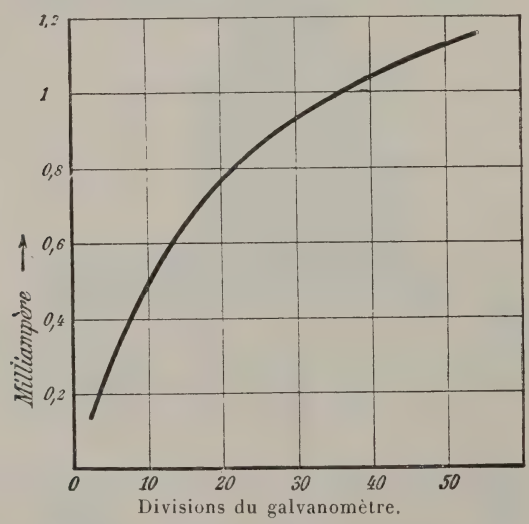
Ce dispositif présente les avantages suivants :

1° Le bolomètre est moins influencé par les variations de température de la salle, puisque les embranchements *pqrs* et $p_1 q_1 r_1 s_1$ sont également influencés.

2° C'est à peine si une très faible partie du courant alternatif introduit dans le bolomètre en E et F peut se répandre dans le reste du pont ou dans le galvanomètre (*), puisque les points C et D, même pour un courant variable, sont à très peu près à la même tension.

Par contre, un avantage du dispositif de la figure 59 est qu'on peut très facilement enfermer le fil calorimétrique dans un tube de verre et y faire le vide ; les pertes de chaleur par conductibilité en sont réduites et

Fig. 61.



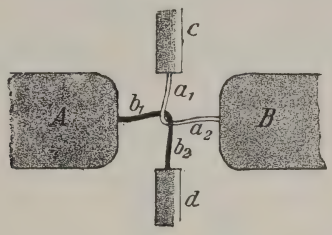
la sensibilité fortement augmentée (Fessenden, Tissot). L'emploi de fils

(*) Avec le dispositif de la figure 59 il faut, pour obtenir ce résultat, mettre en circuit des bobines de réaction aux extrémités du fil calorimétrique.

très fins présente également moins de difficultés dans ce dispositif que dans celui de la figure 60. On obtient ainsi une grande sensibilité, comme on peut le voir d'après la courbe d'étalonnage de la figure 61, qui est celle d'un bolomètre de Bela Gati à fil d'or de $0^{mm},002$ à $0^{mm},003$ de diamètre (*).

47. **Thermo-élément.** — *a.* Klemencic a donné la forme suivante (**)

Fig. 62.



aux thermo-éléments destinés à la mesure des oscillations électriques.

Fig. 63.

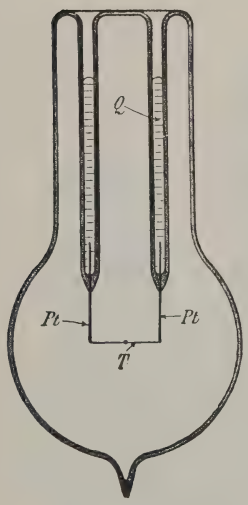


Fig. 64.

A et B sont des fils épais qui amènent les oscillations, les fils *c* et *d* sont

(*) Le galvanomètre est un galvanomètre à bobine tournante et à lecture directe. Une division de l'échelle correspond à 10^{-6} ampère. Bela Gati emploie à la place du pont un dispositif de compensation particulier.

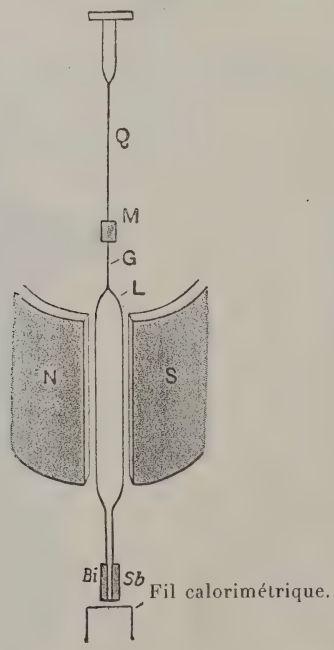
(**) Les fils sont très grossis sur la figure 62.

reliés à un galvanomètre ; a_1 a_2, b_1 b_2 sont des fils très fins de matières différentes, par exemple constantan et fer ou constantan et platine. Les oscillations agissant dans A et B, les fils b_1 et a_2 s'échauffent, par suite les points de contact des fils a_1 a_2 et b_1 b_2 se trouvent à une température plus élevée que les points de soudure a_1 c et b_2 d. La conséquence de cet échauffement inégal est la production d'une force électromotrice thermo-électrique et une déviation du galvanomètre.

b. La sensibilité des thermo-éléments est très augmentée, lorsqu'on les renferme dans un espace où l'on a fait un vide très poussé suivant le dispositif de P. Lebedew. H. Brandes ([42]) a donné une forme très commode à l'appareil ; la figure 63 en représente une coupe schématique, la figure 64 l'appareil complet (*).

c. Un avantage du thermo-élément sur le bolomètre est de ne pas

Fig. 65.



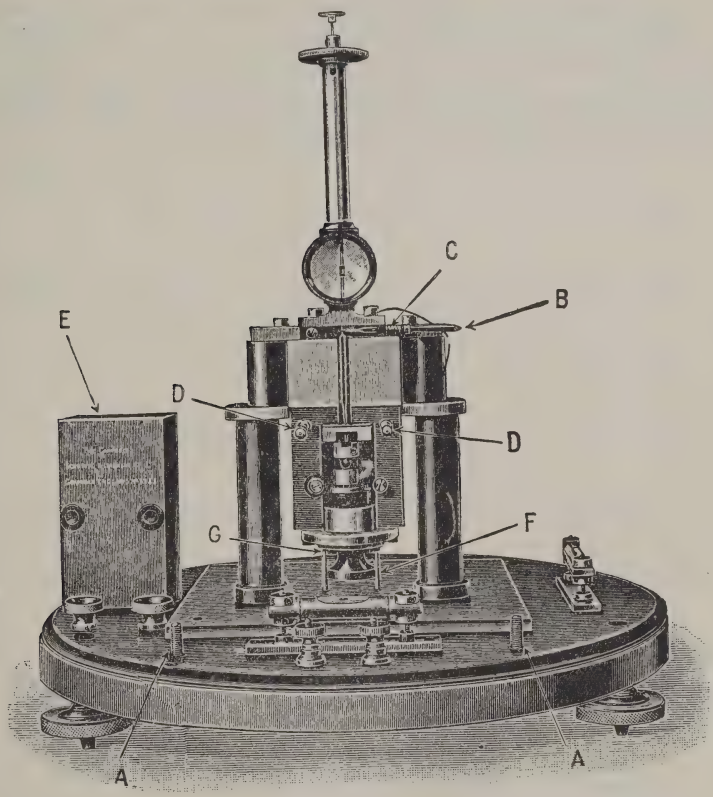
exiger de source auxiliaire (*e*, *fig.* 59) et aucune égalisation du pont; il est toujours prêt à servir.

(*) Pour le laboratoire un désavantage du thermo-élément et du bolomètre dans le vide est de brûler très facilement. L'installation de préservatifs sûrs n'est pas facile; de plus, une fois brûlés, ils sont hors d'usage. Dans les thermo-éléments et les bolomètres non situés dans le vide, le remplacement du fil est chose très facile.

Par comparaison avec les thermomètres de Riess et les thermiques industriels, les bolomètres et les thermo-éléments présentent le grand avantage de n'exiger qu'un très faible développement de chaleur et par suite d'énergie pour une déviation appréciable. Dans beaucoup de cas les galvanomètres usuels à bobine tournante et lecture directe sont parfaitement utilisables ; pour les mesures, pour lesquelles tout prélèvement d'énergie doit être réduit au minimum, on emploie de bons galvanomètres à miroir dont l'amortissement ne soit pas extrêmement fort.

48. **Thermo-galvanomètre.** — Le thermo-galvanomètre est un instrument que W. Duddell ([43]) a construit en liaison avec un dispositif de

Fig. 66.



mesure de C.-V. Boys pour les oscillations rapides. Il est supérieur comme sensibilité au thermo-élément et au bolomètre dans leurs formes usuelles Le principe en est le suivant : entre les pôles N et S d'un aimant en fer à cheval (*fig.* 65) se meut un cadre mobile L. A la partie inférieure du

cadre se trouve un thermo-élément (antimoine et bismuth) donnant une très grande force électromotrice. Au-dessous d'un point de soudure se trouve un fil calorimétrique, ou une fine bande d'or ou de platine en feuille étendue sur du verre, à travers lequel sont envoyées les oscillations. Ce fil s'échauffe et échauffe le point de soudure ; il en résulte une force électromotrice et un courant dans le cadre, qui fait tourner ce dernier comme la bobine d'un galvanomètre. On lit la déviation à l'aide d'un miroir et d'une règle.

La figure 66 représente une vue d'ensemble de l'instrument ; il se recommande non seulement par sa sensibilité, mais encore par la commodité de son emploi.

49. **Comparaison de la sensibilité des divers instruments de mesure** (44). — Le Tableau suivant donne la dépense en watts nécessaire dans les divers instruments pour une indication de 100^{mm} ou divisions de l'échelle. On aura ainsi une comparaison de leur sensibilité respective ; la facilité de leur emploi dans la pratique dépend d'autres facteurs.

INSTRUMENT.	CONSTANTES du galvanomètre employé.	LECTURE.	RÉSISTANCE en ohms.	VALEURS correspondantes du courant et de l'indication.	CONSOMMATION en watts pour une indication de 100^{mm} ou divisions de l'échelle.
'hermomètre de Riess. Fil de cuivre de $0^{mm},02$ de diamètre et 1^{cm} de longueur.	—	Directe.	0,78	Indication 100^{mm} 0,178 ampère.	247×10^{-4}
'hermomètre de Riess. Fil de manganine de $0^{mm},02$ de diamètre et $3^{cm},6$ de longueur.	—	Directe.	34	Indication 100^{mm}, 0,024 ampère.	200×10^{-4}
'hermique ou wattmètre de Hartmann et Braun (ancien modèle).	—	Directe.	13	Toute l'échelle, 0,088 ampère.	1000×10^{-4}
'hermique ou wattmètre de Hartmann et Braun (nouveau modèle).	—	Directe.	9,37	Toute l'échelle $= 45^{mm}$, 0,04 ampère.	333×10^{-4}
olomètre de Bela Gati, fil de platine de $0^{mm},0025$ de diamètre.	Résistance 60 ohms. Sensibilité $1^{\circ} = 10^{-6}$ ampère.	Directe.	44	Indication 10°, 0,001 ampère.	$4,4 \times 10^{-4}$
olomètre ordinaire fil de fer de $0^{mm},02$ de diamètre.	Résistance 225 ohms. Sensibilité $1^{mm} = 8,55.10^{-9}$ ampère.	Au miroir (1).	1,8	Indication 100^{mm}, 0,0117 ampère.	$2,46 \times 10^{-4}$
e même dans le vide.	»	Au miroir.	2,2	Indication 100^{mm}, 0,002 ampère.	$0,088 \times 10^{-4}$
'hermo-élément de Vœge, fer et constantan; $0^{mm},02$ de diamètre.	Résistance 30 ohms. Sensibilité 1 division $= 2,5.10^{-8}$ amp.	Au miroir.	3,6	Indication 100^{mm}, 0,0126 ampère.	$5,68 \times 10^{-4}$
hermo-élément de Brandes fer et constantan; $0^{mm},025$ de diamètre sans vide.	Résistance 60 ohms. Sensibilité $1^{mm} = 8,55.10^{-9}$ ampère.	Au miroir.	5,1	Indication 100^{mm}, 0,036 ampère.	$66,1 \times 10^{-4}$
e même thermo-élément dans le vide.	»	Au miroir.	5,1	Indication 100^{mm}, 0,006 ampère.	2×10^{-4}
'hermo-galvanomètre Duddell.. Or.	—	Au miroir.	18	Indication 100^{mm}, 320×10^{-6} amp.	$0,046 \times 10^{-4}$
» Platine sur verre.	—	»	103	$138,4 \times 10^{-6}$ amp.	$0,049 \times 10^{-4}$
» »	—	»	202,5	$110,0 \times 10^{-6}$	$0,061 \times 10^{-4}$
» »	—	»	363	$92,4 \times 10^{-6}$	$0,077 \times 10^{-4}$
» »	—	»	1071	$48,4 \times 10^{-6}$	$0,063 \times 10^{-4}$
» »	—	»	3367	$35,2 \times 10^{-6}$	$0,104 \times 10^{-4}$
» »	—	»	13910	$12,4 \times 10^{-6}$	$0,055 \times 10^{-4}$

(1) La règle graduée est placée à 1^{m} pour les lectures au miroir.

CHAPITRE IV.

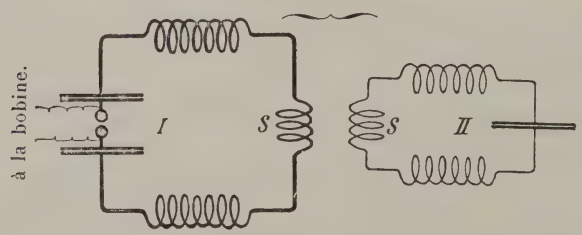
LES SYSTÈMES COUPLÉS [45].

I. — Généralités sur le couplage.

50. **Couplage magnétique, galvanique, électrique.** — On dit que deux systèmes électromagnétiques (oscillateurs ou circuits fermés) sont *couplés*, quand ils sont disposés de telle sorte que des oscillations dans l'un des systèmes entraînent la production d'oscillations dans l'autre. Le système dans lequel l'énergie se manifeste en premier lieu, provenant par exemple d'une bobine d'induction ou de toute autre source d'énergie, est dénommé *primaire ;* l'autre système est dénommé *secondaire.*

a. Couplage magnétique ou par induction. — Les deux systèmes ne réagissent l'un sur l'autre que par l'intermédiaire du champ magnétique : les deux systèmes induisent l'un sur l'autre (*). La figure 67

Fig. 67.



représente ce cas pour deux circuits à condensateur; l'accolade entre les deux bobines S indique ici et dans la suite qu'elles induisent l'une sur l'autre.

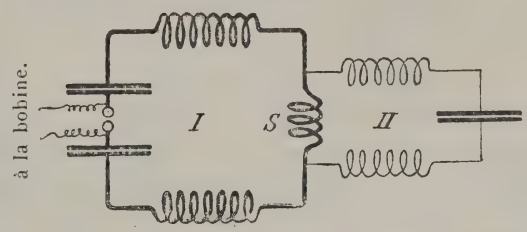
b. Couplage galvanique. — La figure 68 représente un tel couplage ;

(*) Pour les forces électromotrices $\mathcal{E}_{i1}$ et $\mathcal{E}_{i2}$ induites dans le primaire par le secondaire et dans le secondaire par le primaire, on a les relations connues

$$\mathcal{E}_{i10} = \omega L_{12} i_{20}, \qquad \mathcal{E}_{i20} = \omega L_{21} i_{10} \text{ [46]}.$$

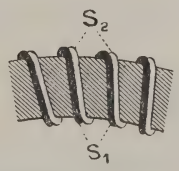
dans la pratique, la partie en trait fort représente le primaire et la partie en trait fin avec la bobine S le secondaire. La bobine S est donc commune aux deux systèmes. On peut se représenter la figure 68 comme

Fig. 68.



dérivant de la figure 67 dans laquelle les bobines S auraient été rapprochées, enroulées sur le même noyau comme les bobines S_1 et S_2 de la figure 69, puis confondues ensemble. Il s'entend que dans ce dispositif

Fig. 69.



il y a un couplage magnétique comme dans la figure 67 : le courant i_1 dans le primaire produit un flux d'induction magnétique à travers la bobine S, qui doit induire une FEM dans le secondaire, puisque S appartient aussi au secondaire. Mais un autre mode de couplage vient s'ajouter au couplage magnétique. Si S dans la figure 68 représentait une résistance sans induction (électrolytique, par exemple) et si l'on disposait les deux systèmes de manière qu'aucune ligne d'induction ne passât de l'un dans l'autre, il y aurait quand même couplage des deux circuits, quoique sans intervention du champ magnétique. Le courant dans le primaire provoque une tension entre les extrémités de S ; de son côté, cette tension produit un courant dans le secondaire. Cette sorte de couplage est appelée *galvanique*.

La figure 68 représente donc une combinaison de couplages magnétique et galvanique souvent désignée sous le nom de *couplage direct* ou *montage direct* ([47]).

Dans ce cas viennent s'ajouter aux FEM $\mathcal{E}_{i1}$ et $\mathcal{E}_{i2}$, produites par le couplage magnétique dans le primaire et le secondaire, d'autres

FEM $\mathcal{E}_{g1}$ et $\mathcal{E}_{g2}$ produites par le couplage galvanique. On a ([46])

$$\mathcal{E}_{g10} = \mathfrak{R}\, i_{20}, \qquad \mathcal{E}_{i10} = \omega \mathfrak{L}\, i_{20},$$
$$\mathcal{E}_{g20} = \mathfrak{R}\, i_{10}, \qquad \mathcal{E}_{i20} = \omega \mathfrak{L}\, i_{10},$$

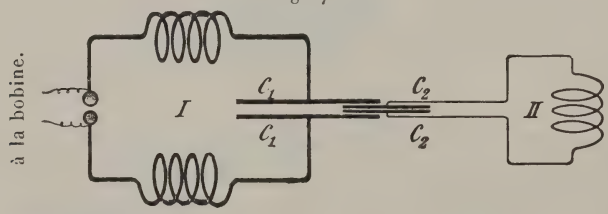
$\mathfrak{R}$ et $\mathfrak{L}$ étant la résistance et le coefficient de self-induction effectifs de la bobine S (*fig.* 68). On en tire

$$\frac{\mathcal{E}_{i10}}{\mathcal{E}_{g10}} = \frac{\mathcal{E}_{i20}}{\mathcal{E}_{g20}} = \frac{\omega \mathfrak{L}}{\mathfrak{R}},$$

c'est-à-dire que les FEM induites par le couplage magnétique sont à celles produites par le couplage galvanique comme l'inductance de la bobine S est à sa résistance. Mais, d'après 40 *a*, dans le domaine de la T. S. F., l'inductance de tout fil conducteur qui n'est pas extrêmement mince est beaucoup plus grande que sa résistance ; on n'a donc à considérer pour le couplage direct, dans tous les cas importants de la pratique, que l'influence du couplage magnétique. Le dispositif de la figure 68 peut donc être pratiquement confondu avec celui de la figure 67.

c. Couplage électrique. — L'influence réciproque des deux circuits à condensateur de la figure 70 est causée par le champ électrique entre les

Fig. 70.



armatures du condensateur : dès qu'un champ électrique existe entre les armatures de C_1, il provoque une tension entre les armatures de C_2. Des oscillations dans le primaire en entraînent donc également dans le secondaire. Les figures 71 et 72 présentent des variantes de la figure 70 comme couplages électriques.

Dans tous les cas où le couplage électrique est utilisé pratiquement, les deux circuits ont en commun un ou plusieurs condensateurs. Pour les figures 71 et 72, cela est évident; pour le cas général on s'en rend compte, en réfléchissant que le dispositif de la figure 73 *a*, par exemple, peut être regardé comme comprenant trois condensateurs associés en série $C_1\, C\, C_2$, dont le médian C est commun aux deux systèmes (*fig.* 73 *b*) ([46]).

51. Couplage lâche et couplage serré. — *a.* Tout couplage entre deux

systèmes entraîne non seulement une action du primaire sur le secondaire, mais encore une réaction du secondaire sur le primaire. Si cette réaction

Fig. 71.

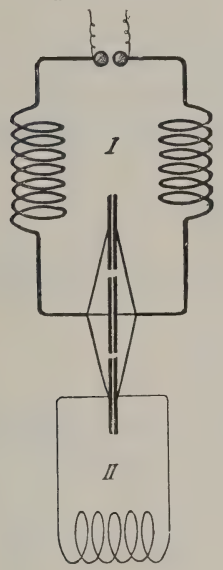
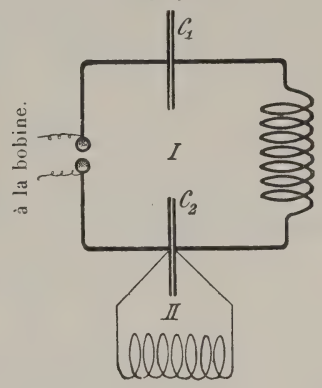


Fig. 72.



est assez faible pour ne pas modifier sensiblement les oscillations du primaire, on dit que le couplage est *lâche*. Si la réaction est forte, le cou-

Fig. 73 *a*.

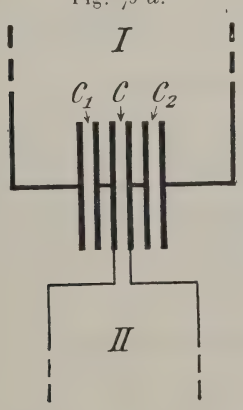
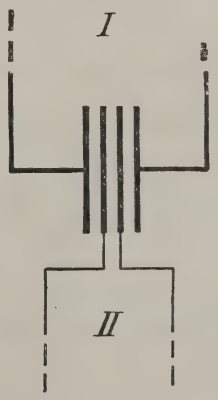


Fig. 73 *b*.



plage est *serré*. Dans un couplage magnétique, le couplage est d'autant plus lâche que les systèmes sont plus éloignés l'un de l'autre, toutes

choses égales d'ailleurs. Dans un couplage direct, il est d'autant plus lâche que la partie commune aux deux circuits est plus réduite.

b. Une certaine mesure (*) de la force du couplage magnétique est donnée par le *coefficient de couplage*.

S'il s'agit du couplage de deux systèmes à courant quasi-stationnaire (deux circuits à condensateur, ou un circuit à condensateur et un oscillateur ouvert dans lequel l'amplitude du courant ne soit pas très sensiblement différente aux différents points), le coefficient de couplage est donné par

$$K = \sqrt{\frac{L_{12} L_{21}}{\mathfrak{L}_1 \mathfrak{L}_2}} = \frac{L_{12}}{\sqrt{\mathfrak{L}_1 \mathfrak{L}_2}}.$$

Si dans l'un des deux systèmes l'amplitude du courant est différente aux différents points, on a

$$K = \sqrt{\frac{\mathfrak{L}_{12} \mathfrak{L}_{21}}{\mathfrak{L}_1 \mathfrak{L}_2}} = \frac{\mathfrak{L}_{12}}{\sqrt{\mathfrak{L}_1 \mathfrak{L}_2}},$$

où $\mathfrak{L}_1$ et $\mathfrak{L}_2$ sont les coefficients de self-induction effectifs et $\mathfrak{L}_{12}$ ou $\mathfrak{L}_{21}$ le coefficient d'induction mutuelle effectif. La grandeur de $\mathfrak{L}_{12}$ ou $\mathfrak{L}_{21}$ dépend de la distribution du courant et du point où est effectué le couplage (**). Elle diffère d'autant moins de L_{12} ou L_{21}, valeur pour le courant quasi-stationnaire dans les deux systèmes, que le point de couplage est plus voisin d'un ventre de courant et que la distribution du courant sur l'oscillateur est plus uniforme.

II. — Couplage lache d'oscillateurs a oscillations amorties.

52. **Couplage entre un oscillateur et un circuit fermé.** — *a*. Un oscillateur, par exemple le circuit à condensateur I de la figure 74, est en couplage très lâche avec un circuit fermé II. Il se produit des oscillations dans le circuit fermé dès qu'il s'en produit dans l'oscillateur. La fréquence et le décrément de ces oscillations sont les mêmes que dans l'oscillateur. La différence avec les oscillations de ce dernier est que

---

(*) *Voir* le nota de 62 *a*.

(**) Pour une distribution de courant sinusoïdale (20) dans l'un des deux systèmes on a

$$\mathfrak{L}_{12} = \mathfrak{L}_{21} = \cos \frac{2\pi x}{\lambda} L_{12},$$

x étant la distance du point de couplage au ventre du courant et λ la longueur d'onde de l'oscillation.

dans le circuit fermé l'amplitude de l'oscillation n'atteint pas de suite son maximum, mais croît progressivement comme le montre la figure 75 pour un cas déterminé (*).

b. Le dispositif de la figure 74 se rencontre fréquemment dans la

Fig. 74.

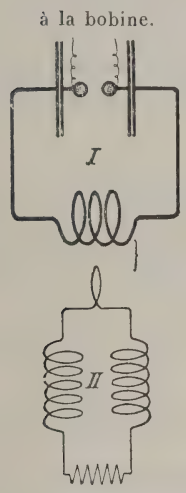
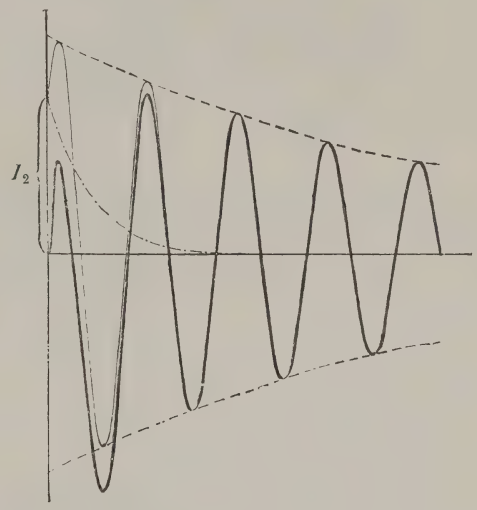


Fig. 75.



pratique ; le circuit fermé contient alors un instrument de mesure et remplace l'instrument qui aurait été placé dans l'oscillateur lui-même. On doit alors exiger :

1° Que le développement de chaleur Q dans l'instrument soit proportionnel à celui, Q′, que ce même instrument enregistrerait s'il était placé dans l'oscillateur lui-même

$$Q = AQ';$$

2° Que le facteur de proportionnalité A soit indépendant de la fréquence (**).

En général, la première condition n'est jamais remplie, par suite des complications dont il est parlé en *a* pour le début de l'oscillation. Elle serait remplie si dans le circuit fermé la résistance était égale ou

(*) D'après l'expression mathématique, il vient s'ajouter à l'oscillation un courant de la forme $i = i_0 e^{-\frac{\mathfrak{R}}{\mathfrak{L}} t}$, t étant le temps, $\mathfrak{R}$ la résistance et $\mathfrak{L}$ le coefficient de self-induction du circuit fermé.

(**) On peut s'affranchir de la seconde condition quand le dispositif est employé pour effectuer des mesures à une seule fréquence.

supérieure à l'inductance, mais alors A dépendrait considérablement de la fréquence. Les deux conditions sont remplies d'une manière suffisante quand l'inductance du circuit fermé est très grande par rapport à sa résistance.

c. Si le couplage est lâche, mais non très lâche, la réaction sur le primaire est sensible, mais très petite ; on est alors fondé à dire que par suite de cette réaction le coefficient de self-induction de l'oscillateur est en apparence diminué et sa résistance en apparence augmentée. D'après 5 et 10 *d*, cela a pour conséquence un accroissement de la fréquence et du décrément.

53. **Couplage très lâche de deux oscillateurs** [V. Bjerkness ([47a])]. — *a*. L'une des propriétés du couplage très lâche est que les oscillations dans le système primaire sont sensiblement les mêmes qu'avant le couplage. En général, deux oscillations prennent naissance dans le système secondaire :

1° Une oscillation de la fréquence et du décrément du système primaire : *l'oscillation forcée ;*

2° Une oscillation de la fréquence et du décrément du système secondaire : *l'oscillation propre.*

b. L'amplitude de l'oscillation forcée, aussi bien que celle de l'oscillation propre, atteint un maximum quand la fréquence des systèmes primaire et secondaire est la même. On dit alors que les systèmes sont *accordés* ou *en résonance*. Les oscillations propre et forcée ont alors même fréquence et l'on peut les confondre en une seule.

La courbe d'amplitudes de cette oscillation unique se détermine de la manière suivante : on dessine la courbe d'amplitudes de l'oscillation forcée avec le décrément $\mathfrak{d}_1$ du système primaire (par exemple dans la figure 76 la courbe exponentielle en traits et points), puis la courbe d'amplitudes de l'oscillation propre avec le décrément $\mathfrak{d}_2$ du système secondaire (courbe en trait continu de la figure 76) et la même amplitude initiale que celle de la première courbe. On trace ensuite la courbe différence (courbe en traits de la figure 76), qui est la courbe des amplitudes de l'oscillation résultante.

Dans la figure 76 la construction est faite avec $\mathfrak{d}_1 = 0{,}08$ et $\mathfrak{d}_2 = 0{,}02$; dans la figure 77 avec $\mathfrak{d}_1 = 0{,}08$ et $\mathfrak{d}_2 = 0{,}2$. La première correspond au couplage d'un circuit à condensateur avec étincelle et d'un circuit à condensateur sans étincelle, mais comprenant un instrument de mesure de sensibilité moyenne. La seconde figure se rapporte au couplage d'un circuit à condensateur avec étincelle et d'un oscillateur linéaire rectiligne.

Quand les décréments des deux oscillations sont très différents, la

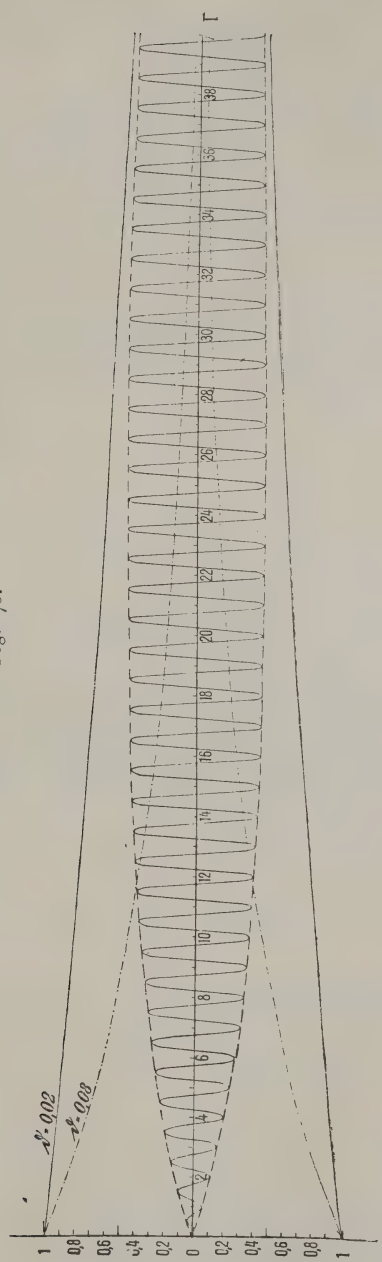
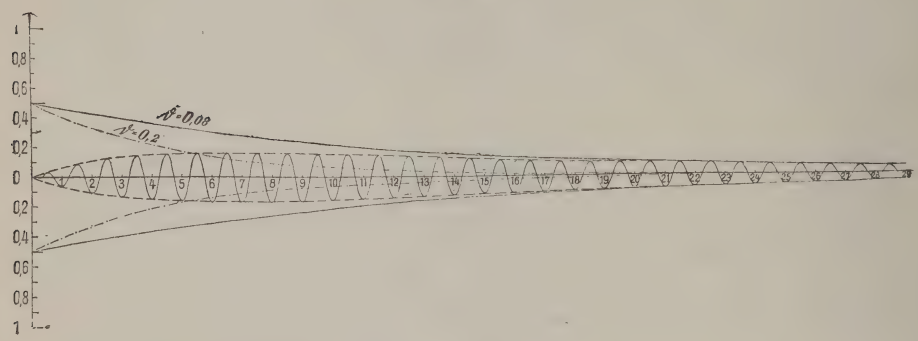

L
38
36
34
32
30
28
26
24
22
20
18
16
14
12
10
8
6
4
2
0
ν = 0,02
ν = 0,08
1
0,8
0,6
0,4
0,2
0
0,2
0,4
0,6
0,8
1

Fig. 76.

courbe des amplitudes de l'oscillation résultante se confond au bout de très peu de temps avec celle de l'oscillation la moins amortie. Le processus de l'oscillation est sensiblement le même que si l'oscillation la moins amortie existait seule. Par suite :

1° Si le système primaire est beaucoup moins amorti que le secon-

Fig. 77.



daire, on obtient pratiquement dans ce dernier la même oscillation faiblement amortie que dans le primaire ;

2° Si le système primaire est beaucoup plus amorti que le secondaire, les oscillations se produisent dans le secondaire sous la forme d'oscillations propres peu amorties. Le primaire ne sert alors qu'à exciter les oscillations propres du secondaire, à leur donner *l'impulsion* initiale.

c. De la construction de la courbe d'amplitudes donnée en *b*, on déduit que l'amplitude maxima i_{max} de l'oscillation résultante dans le cas de la résonance ne peut jamais être plus grande que l'amplitude i_0 de l'oscillation forcée. Pour cette dernière on a, dans le cas de courant quasi-stationnaire (*) dans les deux systèmes,

$$i_0 = \pi \frac{L_{21}}{\mathfrak{L}_2(\vartheta_1 - \vartheta_2)} i_{10};$$

pour l'amplitude maxima, on a

$$i_{max} = \frac{\pi}{\vartheta_2} \left(\frac{\vartheta_1}{\vartheta_2}\right)^{\frac{\vartheta_1}{\vartheta_2 - \vartheta_1}} \frac{L_{21}}{\mathfrak{L}_2} i_{10}.$$

54. **Couplage lâche de deux oscillateurs** [M. Wien ([48])]. — Si le cou-

(*) Dans le cas du courant non quasi-stationnaire, il faut remplacer, dans les expressions de i_0 et de i_{max}, L_{21} par $\mathfrak{L}_{21}$ et entendre que i_0 et i_{max} sont les valeurs au ventre du courant.

plage n'est pas très lâche, mais qu'il le soit suffisamment pour que

$$K^2 < \left(\frac{\mathfrak{d}_1 - \mathfrak{d}_2}{2\pi}\right)^2,$$

on peut observer une faible réaction. Cette réaction a comme unique effet, en première approximation du moins, de changer l'amortissement des deux oscillations. Le décrément de l'oscillation la moins amortie est augmenté et celui de l'oscillation la plus amortie est diminué; les valeurs des deux décréments se rapprochent donc l'une de l'autre.

Les relations qui, dans le cas d'un primaire sans étincelle, donnent les nouveaux décréments $\mathfrak{d}^{II}$ et $\mathfrak{d}^{I}$, sont les suivantes :

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{d}^{I} &= \frac{1}{2}(\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 + 2\pi K_1) \\ \mathfrak{d}^{II} &= \frac{1}{2}(\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 - 2\pi K_1) \end{aligned}\right\} \quad K_1^2 = \left(\frac{\mathfrak{d}_1 - \mathfrak{d}_2}{2\pi}\right)^2 - K^2$$

ou, tant que K est petit par rapport à $\frac{\mathfrak{d}_1 - \mathfrak{d}_2}{2\pi}$,

$$\mathfrak{d}^{I} = \mathfrak{d}_1 + \frac{\pi^2 K^2}{\mathfrak{d}_2 - \mathfrak{d}_1},$$

$$\mathfrak{d}^{II} = \mathfrak{d}_2 - \frac{\pi^2 K^2}{\mathfrak{d}_2 - \mathfrak{d}_1}.$$

Dans le cas d'un primaire avec étincelle, la réaction du secondaire semble augmenter beaucoup le décrément au cours de la décharge, et cela d'autant plus que le coefficient de couplage est plus élevé [*voir* 59 ([48])].

III. — Couplage serré de systèmes accordés a oscillations amorties.

55. **Forme de l'oscillation.** — Soient deux oscillateurs accordés, ayant avant couplage la fréquence N et les décréments $\mathfrak{d}_1$ et $\mathfrak{d}_2$, que l'on couple ensemble; comme le couplage n'est pas lâche, on doit avoir

$$K^2 > \left(\frac{\mathfrak{d}_1 - \mathfrak{d}_2}{2\pi}\right)^2,$$

donc

$$(1) \qquad K'^2 = K^2 - \left(\frac{\mathfrak{d}_1 - \mathfrak{d}_2}{2\pi}\right)^2 > 0.$$

Quand il s'agit d'un couplage assez serré, K^2 est toujours beaucoup

plus grand que $\left(\frac{\vartheta_1 - \vartheta_2}{2\pi}\right)^2$, donc K′ ne diffère pas beaucoup du coefficient de couplage K (*).

Après le couplage, deux oscillations de fréquences différentes N^{I} et N^{II}, de décréments différents ϑ^{I} et ϑ^{II}, se produisent dans le primaire comme dans le secondaire (**).

Si l'on désigne, comme précédemment, par i_1 et $\mathcal{V}_1$ le courant et la tension dans le système primaire, par i_2 et $\mathcal{V}_2$ le courant et la tension dans le système secondaire, ces diverses quantités sont la résultante de deux oscillations. On peut donc écrire

$$\left.\begin{aligned} i_1 &= i_1^{I} + i_1^{II} \\ \mathcal{V}_1 &= \mathcal{V}_1^{I} + \mathcal{V}_1^{II} \end{aligned}\right\} \text{ pour le système primaire,}$$

$$\left.\begin{aligned} i_2 &= i_2^{I} + i_2^{II} \\ \mathcal{V}_2 &= \mathcal{V}_2^{I} + \mathcal{V}_2^{II} \end{aligned}\right\} \text{ pour le système secondaire.}$$

Ces quatre oscillations ont :

$$\left.\begin{aligned} &i_1^{I} \quad (\text{ou } \mathcal{V}_1^{I}) \\ &i_2^{I} \quad (\text{ou } \mathcal{V}_2^{I}) \end{aligned}\right\} \begin{array}{l}\text{la fréquence } N^{I}, \text{ la longueur d'onde } \lambda^{I}, \\ \qquad\qquad \text{le décrément } \vartheta^{I};\end{array}$$

$$\left.\begin{aligned} &i_1^{II} \quad (\text{ou } \mathcal{V}_1^{II}) \\ &i_2^{II} \quad (\text{ou } \mathcal{V}_2^{II}) \end{aligned}\right\} \begin{array}{l}\text{la fréquence } N^{II}, \text{ la longueur d'onde } \lambda^{II}, \\ \qquad\qquad \text{le décrément } \vartheta^{II}.\end{array}$$

56. **Fréquences des oscillations** (***). — *a. Système primaire sans élincelle.* — On emploiera l'indice I pour l'oscillation ayant la plus haute fréquence, donc la plus courte longueur d'onde. On a alors les relations

$$(1) \qquad \left\{\begin{aligned} N^{I} &= \frac{N}{\sqrt{1 - K'}} \\ N^{II} &= \frac{N}{\sqrt{1 + K'}} \end{aligned}\right\} \qquad \frac{N^{I}}{N^{II}} = \sqrt{\frac{1 + K'}{1 - K'}}$$

ou

$$\left.\begin{aligned} \lambda^{I} &= \lambda\sqrt{1 - K'} \\ \lambda^{II} &= \lambda\sqrt{1 + K'} \end{aligned}\right\} \qquad \frac{\lambda^{I}}{\lambda^{II}} = \sqrt{\frac{1 - K'}{1 + K'}}.$$

Donc plus K′ est grand, c'est-à-dire plus le couplage est serré, plus les fréquences des oscillations diffèrent entre elles, ainsi que de la fréquence initiale commune.

(*) Dans le cas très défavorable $\vartheta_1 = 0{,}08$; $\vartheta_2 = 0{,}2$, K doit être supérieur à $0{,}02$; pour $K > 0{,}1$, K′ est dans tous les cas pratiques presque identique à K.

(**) *Voir* 59.

(***) *Voir* Addendum A.

b. Système primaire avec étincelle. — Dans ce cas, il subsiste, entre les fréquences avant et après le couplage, des relations de la forme de celles de l'égalité (1). Il n'est pas certain que le facteur K′, qui y entre, soit lié au coefficient de couplage K et au décrément par la relation (1) de 55, mais cela est pratiquement sans intérêt. La grandeur déterminant en fait la force du couplage, et qui doit en pratique être mesurée directement par expérience, est comme avec les systèmes sans étincelle le facteur K′.

On appelle communément K′ le *degré de couplage* et l'on donne fréquemment sa valeur en pourcentage ; exemple : un degré de couplage de 30 pour 100. La Table X donne les relations entre N^{I}, N^{II}, N ou λ^{I}, λ^{II}, λ en fonction de K′.

57. **Décréments des oscillations.** — *a. Système primaire sans étincelle* [P. Drude ([48a])]. — Il existe entre les décréments avant et après le couplage les relations suivantes :

$$(2)\qquad \left\{\begin{aligned} \mathfrak{d}^{I} &= \frac{\mathfrak{d}_1+\mathfrak{d}_2}{2}\,\frac{N^{I}}{N} = \frac{\mathfrak{d}_1+\mathfrak{d}_2}{2}\,\frac{\lambda}{\lambda^{I}} \\ \mathfrak{d}^{II} &= \frac{\mathfrak{d}_1+\mathfrak{d}_2}{2}\,\frac{N^{II}}{N} = \frac{\mathfrak{d}_1+\mathfrak{d}_2}{2}\,\frac{\lambda}{\lambda^{II}} \end{aligned}\right\} \qquad \frac{\mathfrak{d}^{I}}{\mathfrak{d}^{II}} = \frac{N^{I}}{N^{II}} = \frac{\lambda^{II}}{\lambda^{I}}.$$

Pour un faible degré de couplage, les décréments des deux oscillations sont donc à peu près égaux à la moyenne des décréments avant couplage ; lorsque le degré de couplage augmente, le décrément de l'oscillation qui a la plus courte longueur d'onde augmente au delà de cette moyenne et celui correspondant à la plus petite longueur d'onde diminue en deçà de cette moyenne.

Le plus fort couplage théoriquement possible est K′ = 1. Le plus fort couplage pratiquement réalisable est K′ = 0,6 ; pour cette valeur on a

$$N^{I} = 1{,}6N, \qquad \mathfrak{d}^{I} = 0{,}8(\mathfrak{d}_1+\mathfrak{d}_2),$$
$$N^{II} = 0{,}8N, \qquad \mathfrak{d}^{II} = 0{,}4(\mathfrak{d}_1+\mathfrak{d}_2).$$

Pratiquement la fréquence et le décrément correspondant à la plus petite longueur d'onde seront au plus deux fois plus grands que ceux correspondant à la plus grande longueur d'onde.

b. Système primaire avec étincelle [C. Fischer ([8])]. — Dans ce cas, les relations de *a* ne sont pas applicables.

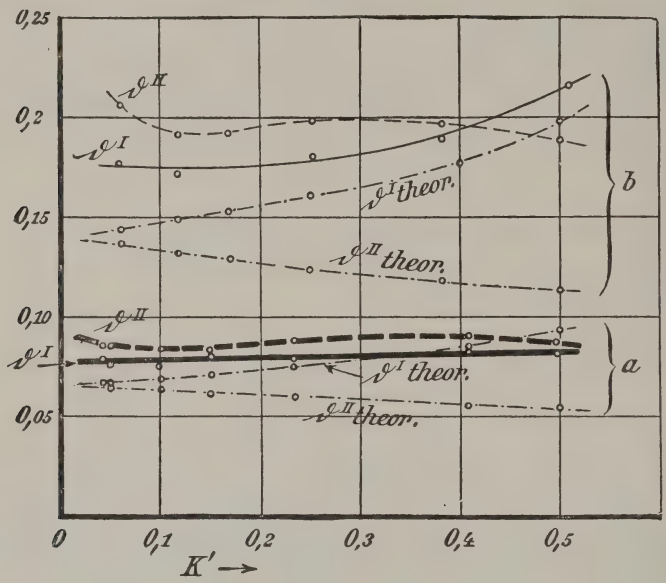
1° Les décréments des deux oscillations sont plus forts qu'ils ne devraient l'être d'après l'égalité (2), surtout pour un faible couplage;

2° L'oscillation qui a la plus courte longueur d'onde n'est pas d'une manière générale celle qui est la plus amortie. Elle est au contraire le

plus souvent moins amortie que l'oscillation qui a la plus grande longueur d'onde.

Les figures 78 et 79 reproduisent les résultats des observations de G. Fischer ([8]) sur le couplage d'un circuit à condensateur avec étincelle et d'un autre circuit à condensateur sans étincelle. La figure 78 se rap-

Fig. 78.



porte au cas où les capacités du primaire et du secondaire sont à peu près égales (*) et la figure 79 au cas où la capacité du primaire est beaucoup plus forte que celle du secondaire (**).

58. **Amplitude et phase des oscillations** ([49]).—*a. Amplitude* (***).—Les amplitudes de courant des oscillations prises individuellement sont entre elles à peu près comme les fréquences

$$\frac{i^{\mathrm{I}}_{10}}{i^{\mathrm{II}}_{10}} = \frac{i^{\mathrm{I}}_{20}}{i^{\mathrm{II}}_{20}} = \frac{\mathrm{N}^{\mathrm{I}}}{\mathrm{N}^{\mathrm{II}}} = \frac{\lambda^{\mathrm{II}}}{\lambda^{\mathrm{I}}}.$$

(*) $\mathfrak{C}_1 = \mathfrak{C}_2 = 0{,}85 . 10^{-3}$ MF ; $\mathfrak{L}_1 = \mathfrak{L}_2 =$ environ 22 000 C. G. S. ; Longueur d'étincelle : 6^{mm}.

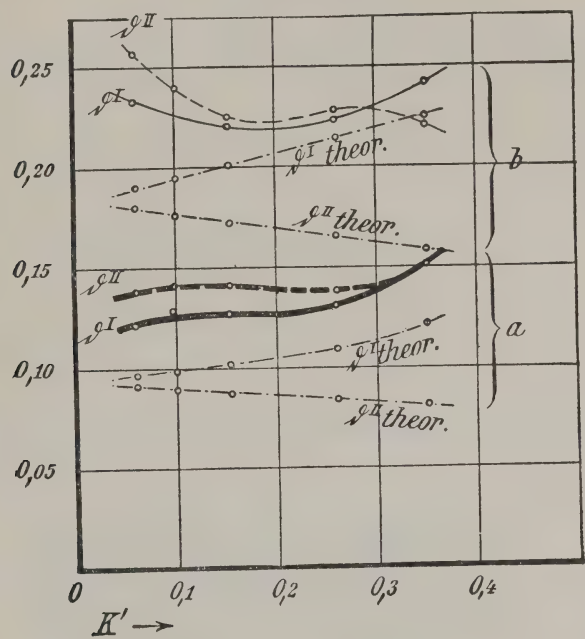
(**) $\mathfrak{C}_1 = 5{,}29 . 10^{-3}$ MF ; $\mathfrak{L}_1 =$ 6 230 C. G. S. ; Longueur d'étincelle : environ $6^{\mathrm{mm}},8$; $\mathfrak{C}_2 = 0{,}45 . 10^{-3}$ MF ; $\mathfrak{L}_2 =$ 73 000 C. G. S.

(***) Pour un courant non quasi-stationnaire dans l'un des deux systèmes, on entend par *amplitude de courant* l'amplitude au ventre du courant.

L'amplitude du courant de l'oscillation de faible longueur d'onde est donc plus forte que celle correspondant à la grande longueur d'onde.

Si l'on prend pour tension initiale du système primaire une tension

Fig. 79.



donnée $\mathcal{V}_{10}$, on en déduit pour l'amplitude du courant et de la tension dans un système secondaire à courant quasi-stationnaire, les expressions suivantes (*) :

$$\mathcal{V}^{\mathrm{I}}_{20} = \mathcal{V}^{\mathrm{II}}_{20} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\mathfrak{C}_1}{\mathfrak{C}_2}}\,\mathcal{V}_{10} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\mathfrak{L}_2}{\mathfrak{L}_1}}\,\mathcal{V}_{10},$$

$$i^{\mathrm{I}}_{20} = \pi \mathrm{N}^{\mathrm{I}}\sqrt{\mathfrak{C}_1\mathfrak{C}_2}\,\mathcal{V}_{10} = \sqrt{\frac{\mathfrak{C}_2}{\mathfrak{C}_1}}\,i^{\mathrm{I}}_{10} = \sqrt{\frac{\mathfrak{L}_1}{\mathfrak{L}_2}}\,i^{\mathrm{I}}_{10},$$

$$i^{\mathrm{II}}_{20} = \pi \mathrm{N}^{\mathrm{II}}\sqrt{\mathfrak{C}_1\mathfrak{C}_2}\,\mathcal{V}_{10} = \sqrt{\frac{\mathfrak{C}_2}{\mathfrak{C}_1}}\,i^{\mathrm{II}}_{10} = \sqrt{\frac{\mathfrak{L}_1}{\mathfrak{L}_2}}\,i^{\mathrm{II}}_{10}.$$

b. Phase. — Si l'on prend comme direction positive du courant dans les deux systèmes celle de l'oscillation I, le diagramme des vecteurs

(*) Pour un courant non quasi-stationnaire dans l'un des deux systèmes, les relations contenant la tension ne sont qu'approximatives, les autres sont exactes si l'on entend par *amplitude du courant* l'amplitude au ventre du courant.

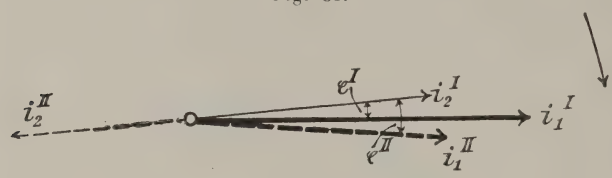
prend la forme de la figure 80. Les angles phase φ^{I} et φ^{II} sont donnés approximativement par les relations suivantes :

$$\operatorname{tang}\varphi^{I} = \frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{2\pi}\,\frac{1}{K'}\,\frac{N}{N^{I}},$$

$$\operatorname{tang}\varphi^{II} = \frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{2\pi}\,\frac{1}{K'}\,\frac{N}{N^{II}}.$$

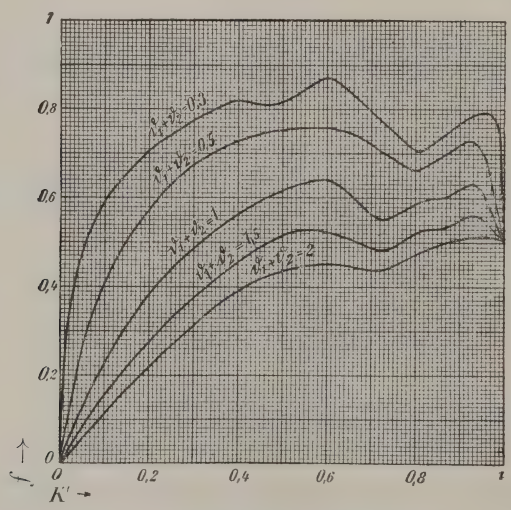
Dans tous les cas pratiques, ces angles sont très petits, dès que le couplage est un tant soit peu serré (*). On peut donc en déduire les

Fig. 80.



conclusions approximatives suivantes : Si l'on considère, dans les systèmes primaire et secondaire, les oscillations de même fréquence, une paire d'entre elles (i_1^{I} et i_2^{I}) sont à peu près de même phase, dans l'autre paire (i_1^{II} et i_2^{II}) elles diffèrent d'environ 180° dans la phase.

Fig. 81.



c. L'amplitude maxima de l'oscillation résultante dans le système

(*) Si l'on a $\vartheta_1 = 0,08$ et $\vartheta_2 = 0,2$, K' doit seulement être grand par rapport à 0,02. Le cas est encore plus favorable avec un système secondaire moins amorti.

secondaire ne dépend pas seulement de l'amplitude des deux oscillations, mais aussi de leur phase et de leur amortissement.

Si le système primaire ne contient pas d'étincelle, on a pour un courant quasi-stationnaire dans le système secondaire [P. Drude ([50])]:

$$\mathfrak{V}_{2\,\max.} = \mathfrak{f}\sqrt{\frac{\mathfrak{C}_1}{\mathfrak{C}_2}}\,\mathfrak{V}_{10} = \mathfrak{f}\sqrt{\frac{\mathfrak{L}_2}{\mathfrak{L}_1}}\,\mathfrak{V}_{10},$$

$$i_{2\,\max.} = 2\pi \mathfrak{N}\mathfrak{f}\sqrt{\mathfrak{C}_1\mathfrak{C}_2}\,\mathfrak{V}_{10},$$

dans lesquelles $\mathfrak{f}$ représente un facteur qui dépend dans une certaine mesure de la somme $\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2$ des décréments avant couplage et du degré de couplage, ainsi qu'il est montré dans la figure 81. La forme des courbes $\mathfrak{f}$ est un peu différente pour un système primaire avec étincelle. Autant que la question a été élucidée jusqu'ici (J. Zenneck, C. Fischer), la différence paraît consister en ce que les courbes présentent certainement un maximum entre $K' = 0{,}2$ et $K' = 0{,}4$, ou du moins ne croissent plus d'une manière sensible à partir de ces valeurs.

59. **Couplage d'un système primaire avec étincelle fortement amorti. Excitation par impulsion** (*) [M. Wien ([51])]. — Les relations données dans 55 à 58 souffrent une importante exception, quand le système primaire avec étincelle est beaucoup plus fortement amorti que le système secondaire. Pratiquement, même avec un couplage serré, on n'obtient dans le système secondaire que les oscillations propres peu amorties de ce système. Le primaire, *circuit d'impulsion*, ne sert qu'à mettre en branle les oscillations propres du secondaire. Il semble que ce phénomène soit rendu possible par le fait que, par suite de la réaction du secondaire, le décrément augmente rapidement dans le primaire pendant la décharge, de telle sorte qu'après un petit nombre de périodes le courant primaire est extrêmement faible et l'éclateur n'est plus conducteur; le système primaire est donc ouvert. S'il en est ainsi, l'oscillation se poursuit dans le secondaire comme si le primaire n'existait pas.

L'amplitude des oscillations dans le système secondaire dépend:

1° Du rapport du décrément du primaire à celui du secondaire;

2° Du degré de couplage;

3° De la nature de l'éclateur dans le système primaire.

On trouve très bien par expérience l'amortissement du système primaire et le degré de couplage les plus avantageux. Pour la nature de

(*) *Voir* Addendum A.

l'éclateur on a trouvé que les éclateurs fractionnés étaient meilleurs, toutes choses égales d'ailleurs, que les éclateurs simples, et que les éclateurs dans l'hydrogène (*) étaient préférables à ceux dans l'air ([52]). Comme éclateurs très appropriés, on emploie des lampes à arc à mercure de construction spéciale et dans lesquelles on a fait un bon vide (103 et suivants).

L'amplitude de l'oscillation que l'on obtient effectivement dans le système secondaire peut être très grande, considérablement plus grande que celle obtenue par les procédés du n° 2, pour lesquels l'amplitude de la tension ne pouvait dépasser quelques volts.

IV. — Couplage de systèmes a oscillations non amorties.

60. **Couplage avec un circuit fermé.** — Dans un circuit fermé, couplé en couplage lâche avec un système à oscillations non amorties, on obtient également des oscillations non amorties. Immédiatement après la fermeture du courant interviennent les mêmes complications dont on a parlé pour les oscillations amorties (52). Toutefois, dans le cas actuel, l'indication d'un instrument de mesure intercalé dans le circuit fermé ne sera pas influencé par ces complications. Si l'on suppose que l'oscillation soit sinusoïdale, le développement de chaleur Q dans l'instrument sera toujours proportionnel à celui Q' qui existerait dans l'instrument directement intercalé dans le système primaire. On a donc toujours

$$Q = AQ'.$$

Pour que le facteur de proportionnalité A soit indépendant de la fréquence, il faut, comme pour les oscillations amorties, que l'inductance du circuit fermé soit grande vis-à-vis de sa résistance.

61. **Couplage lâche avec un oscillateur.** — *a.* On obtient deux oscillations dans le système secondaire, comme dans le cas de deux oscillateurs amortis (53) :

1° Une oscillation forcée non amortie de la fréquence du système primaire ;

2° L'oscillation propre amortie du système secondaire.

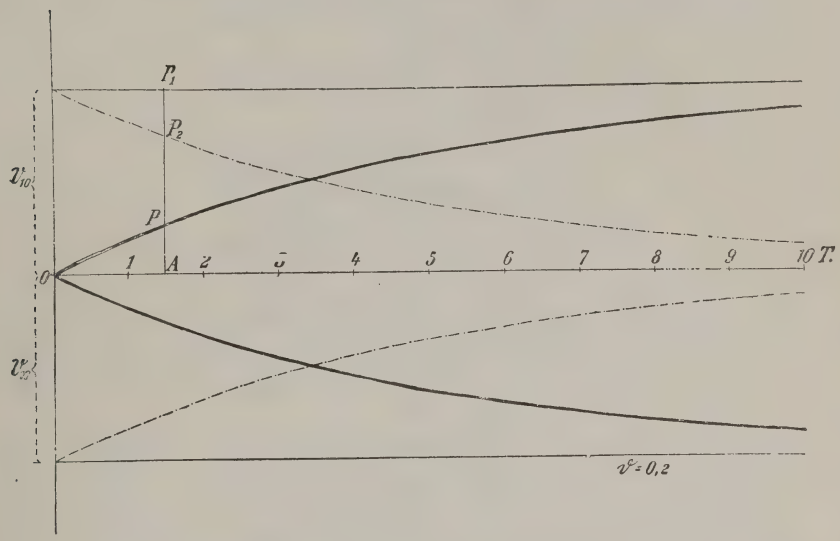
b. Les amplitudes des deux oscillations sont maxima, quand le

(*) A la pression atmosphérique.

secondaire est en résonance avec le primaire. On peut alors confondre les deux oscillations en une seule.

Ce qui a été dit au n° 53 *b* relativement aux oscillations amorties est

Fig. 82.



encore exactement valable pour la courbe d'amplitudes; les relations sont toutefois un peu plus simples, parce que la courbe des amplitudes de l'oscillation forcée est une droite. Un exemple de la construction de cette courbe est donné dans la figure 82; l'oscillation forcée est tracée en trait mince, l'oscillation propre en traits et points, l'oscillation résultante en trait fort. La figure 83 représente les courbes d'oscillation.

Ainsi que le montrent les courbes, l'amplitude dans le système secondaire croît d'abord progressivement; son accroissement est d'autant plus lent que l'oscillation propre dure plus longtemps, c'est-à-dire que le secondaire est moins amorti. Mais, moins il est amorti, plus la valeur qu'atteint finalement l'amplitude est forte : elle est inversement proportionnelle au décrément. On sait que l'amplitude du courant après la fin de l'oscillation propre est donnée par la relation

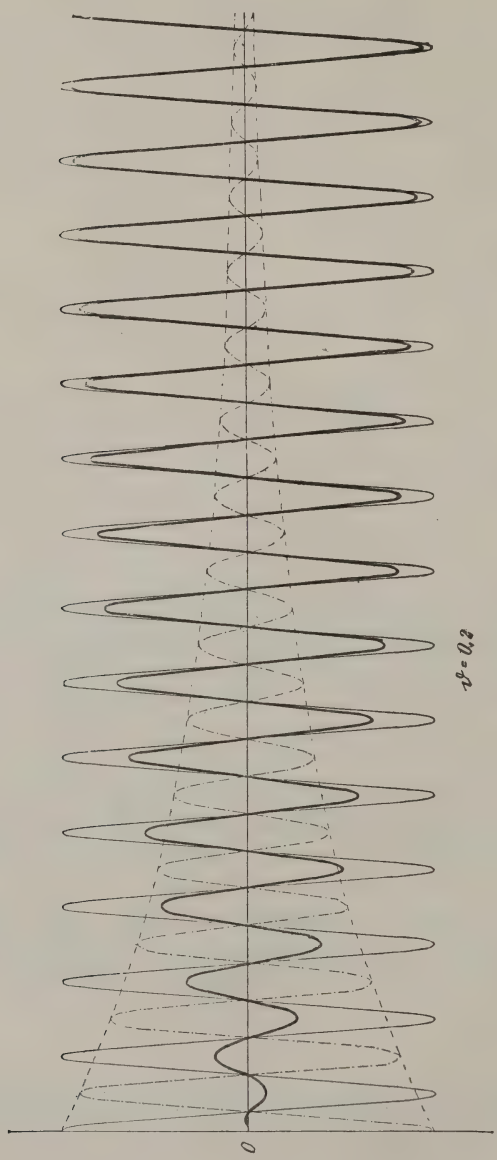
$$i_{20} = \pi \frac{L_{21}}{\mathfrak{L}_2} \frac{1}{\mathfrak{d}_2} i_{10}.$$

La figure 84 donne les amplitudes pour un décrément de 0,8 pour les mêmes conditions et à la même échelle que la figure 83, qui se rapporte à un décrément de 0,2.

c. L'amplitude à laquelle parvient l'oscillation dans le système secon-

daire, dans le cas de la résonance, est beaucoup plus grande que si le système secondaire n'était pas accordé, ou était formé d'un circuit fermé.

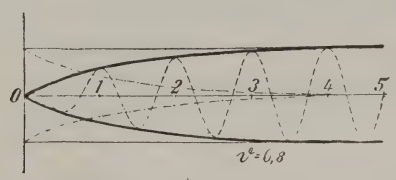
Fig, 83.



La raison en est la suivante : le primaire ne fournit par période que

peu d'énergie au secondaire dans le cas du couplage lâche; mais cette énergie n'est dépensée que partiellement par le secondaire, le surplus s'y accumule; par suite avec chaque période s'accroît la réserve d'énergie que possède le secondaire. Cela continue jusqu'à ce que, par l'accroissement de l'amplitude, la dépense d'énergie dans le secondaire soit assez forte pour compenser l'apport d'énergie par le primaire. Cela se produit

Fig. 84.



d'autant plus rapidement que la consommation d'énergie dans le secondaire est plus grande par rapport à l'énergie existante, c'est-à-dire (10*d*) d'autant plus rapidement que le décrément est plus fort (*).

62. Couplage serré avec un oscillateur. — On ne peut pas donner de règles générales sur les phénomènes qui se produisent dans le couplage serré, et cela pour la raison suivante : pour constituer un système primaire à oscillations non amorties, il faut absolument que de l'énergie nouvelle afflue continuellement pour remplacer celle qui est dépensée par les oscillations. Les phénomènes sont fortement modifiés par l'effet de la réaction du secondaire sur cet apport d'énergie.

a. Le cas le plus simple est celui où l'apport d'énergie est tel que le primaire conserve une amplitude de courant constante. Alors tout se passe dans le secondaire exactement comme pour le couplage lâche (**).

On peut réaliser ce cas en reliant aux bornes d'une machine à courant alternatif, par l'intermédiaire de très grandes résistances, l'enroulement primaire d'une bobine d'induction, dans l'enroulement secondaire de laquelle on intercale des condensateurs. Les condensateurs et l'enroulement secondaire forment le système secondaire. Quand la résistance intercalée est grande par rapport à l'impédance de l'enroulement pri-

---

(*) *Voir* aussi l'explication donnée dans les articles 308 et 309 des *Oscillations électromagnétiques et la Télégraphie sans fil.*

(**) En fait, il ne s'agit dans ce cas que d'une faible réaction du secondaire, quoique le coefficient de couplage puisse avoir une valeur élevée dans ces conditions. Le coefficient de couplage ne donne dans ce cas aucune mesure exacte de la réaction.

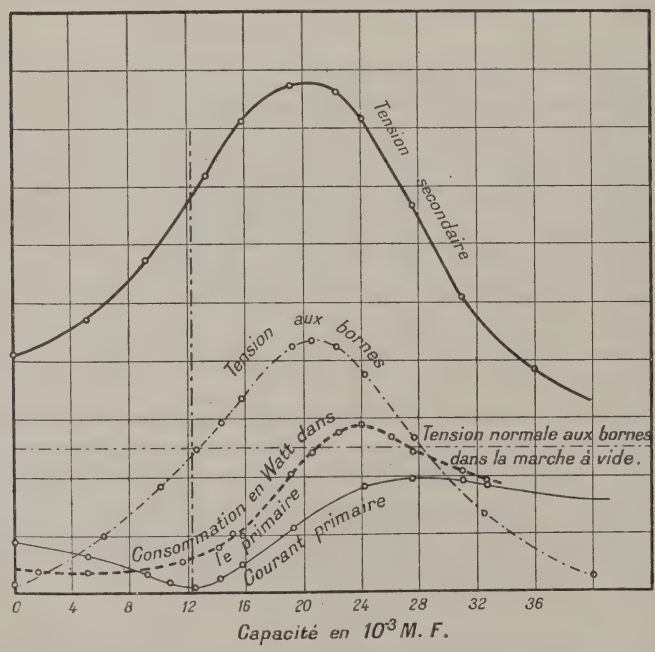
maire, l'amplitude du courant primaire, qui est déterminée presque exclusivement par cette résistance, est indépendante de la réaction du système secondaire.

b. Le second cas, beaucoup plus important dans la pratique, est celui où la force électromotrice extérieure est maintenue constante en fréquence et en amplitude dans le système primaire. Ce cas est à peu près résolu, lorsqu'on relie l'enroulement primaire d'un transformateur ou d'une bobine d'induction aux bornes d'une machine à courant alternatif, mue par un moteur suffisamment fort, et qu'on fait travailler l'enroulement secondaire sur des condensateurs.

L'accroissement de l'amplitude par la résonance se fait qualitativement de la même manière que pour le couplage lâche (61) ou le cas *a*.

Une grande différence est pourtant à considérer. Si l'on fait varier la fréquence du système secondaire en changeant les condensateurs,

Fig. 85.



l'amplitude des oscillations dans le secondaire n'atteindra pas son maximum quand les oscillations propres du secondaire auront la même fréquence que le circuit primaire. Le maximum se produit pour une fréquence du secondaire d'autant plus basse que le couplage est plus

serré (*). La raison en est simplement que le courant dans le système primaire et par suite aussi l'apport d'énergie ne sont pas constants, mais sont beaucoup plus forts pour la fréquence plus basse sous l'influence de la réaction du système secondaire.

Les courbes de la figure 85, empruntées à un travail de G. Glage ([53]), résument ces propositions. Les abscisses sont les valeurs de la capacité dans le système secondaire, les ordonnées représentent les valeurs indiquées sur les courbes. La ligne verticale en traits et points est la capacité pour laquelle le système secondaire pris isolément a la même fréquence que le circuit primaire.

c. Les relations seraient encore bien plus complexes, si les oscillations non amorties étaient excitées par la méthode de l'arc lumineux (107 et suivants). Tant que les oscillations sont produites dans le système primaire par un alternateur, la fréquence reste indépendante du couplage (**). Mais avec le dispositif de l'arc lumineux, la réaction du secondaire influe sur l'état de l'arc et change ainsi le courant primaire. Or l'état de l'arc détermine l'apport d'énergie par la source de courant continu et cet apport n'agit pas dans ce cas seulement sur l'amplitude, mais également sur la fréquence et aussi dans certaines circonstances sur le caractère de l'oscillation.

Il ne faut donc pas s'attendre, dans les couplages serrés de systèmes dont les oscillations sont excitées par un arc lumineux, à des relations aussi simples que lorsque les oscillations proviennent d'un alternateur. Il n'a pas été encore fait, que je sache, de recherches suffisantes à ce sujet.

63. Différence entre les oscillations amorties et les oscillations non amorties. — *a*. Le couplage des oscillations non amorties ne paraît pas être beaucoup plus simple comme relations que celui des oscillations amorties. On obtient bien finalement une oscillation non amortie dans le système secondaire, mais au moment de l'établissement de l'oscillation les mêmes complications que pour les oscillations amorties s'introduisent.

Ces complications sont les suivantes :

1° Si le système secondaire est un circuit fermé, on a un courant de

---

(*) Entre certaines limites, on a pour la fréquence N_r, pour laquelle l'amplitude est maxima,

$$N_r = N_1 \sqrt{1 - K^2} \qquad (K = \text{coefficient de couplage}).$$

(**) En supposant que le moteur ait une puissance suffisante.

la forme

$$i = i_0 e^{-\frac{\mathfrak{R}}{\mathfrak{L}} t};$$

2° Si le secondaire est un oscillateur, on a une oscillation amortie (61 et 62);

3° Si le secondaire est un circuit inductant et capacitant, mais ayant une résistance tellement élevée que des oscillations proprement dites ne puissent y prendre naissance, on a un courant de la forme

$$i = i_0 (e^{-a_1 t} - e^{-a_2 t}),$$

ou si le coefficient de self-induction est très petit

$$i = i_0 e^{-\frac{1}{\mathfrak{C}\mathfrak{R}} t}.$$

Si donc on considère le développement de l'oscillation à partir du moment initial, il n'est pas plus simple pour les oscillations non amorties que pour les oscillations amorties.

b. Les relations sont complètement différentes en ce qui a trait aux mesures, car ces troubles sont tous de nature à être dissipés dans un intervalle de temps d'au plus quelques secondes, et dans les cas pratiques d'un millième de seconde.

Avec les oscillations non amorties, ces troubles sont depuis longtemps disparus lorsque l'instrument donne son indication; l'indication définitive de l'instrument fournit donc la mesure de l'oscillation normalement établie.

Avec les oscillations amorties, par contre, le temps pendant lequel se produisent les phénomènes perturbatifs peut très bien ne pas être négligeable devant la durée de l'oscillation primaire; ils peuvent même durer plus longtemps que celle-ci (53 *b*, 2°). Chaque fois que les oscillations du primaire seront excitées à nouveau, ces troubles interviendront. Le développement de chaleur dans un instrument de mesure dépend donc aussi bien de ces perturbations que des oscillations forcées provoquées par le primaire. Les relations peuvent par suite être beaucoup plus complexes que pour les oscillations non amorties.

c. La conséquence est que le calcul d'un problème quelconque sur les oscillations sera en général beaucoup plus difficile pour les oscillations amorties que pour les oscillations non amorties. Il est certain que les relations entre le courant et la tension sont à peine plus complexes pour les premières, mais avec les oscillations non amorties on peut compter sur l'existence d'une oscillation simple non amortie (*)

(*) Il est fait abstraction ici des oscillations supérieures.

dans toutes les parties du système. Pour les oscillations amorties, on ne peut pas compter dans toutes les parties du système sur l'existence d'une oscillation simple amortie de même fréquence et de même décrément; il faut tenir compte des complications signalées en *a*. Toutefois, lorsqu'on a pu prouver que, par suite des conditions spéciales du système, l'influence de ces complications était négligeable, on est alors autorisé à ne considérer qu'une oscillation amortie simple dans tout le système.

CHAPITRE V.

LES COURBES DE RÉSONANCE ([54]).

64. Relations générales. — Soient deux oscillateurs en couplage lâche, dans l'un desquels la fréquence est progressivement modifiée. Si l'on détermine l'effet du courant dans le secondaire à l'aide d'un instrument quelconque, qu'on porte en ordonnées l'effet du courant $i^2_{\text{eff.}}$ et en abscisses la fréquence N_2, ou l'alternance n_2, ou la longueur d'onde λ_2 du système variable, on obtient une courbe dite *courbe de résonance de l'effet du courant.*

a. La figure 86 montre le caractère général de ces courbes de

Fig. 86.

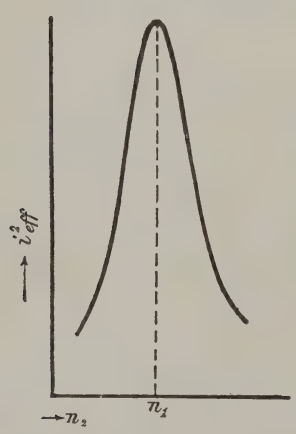
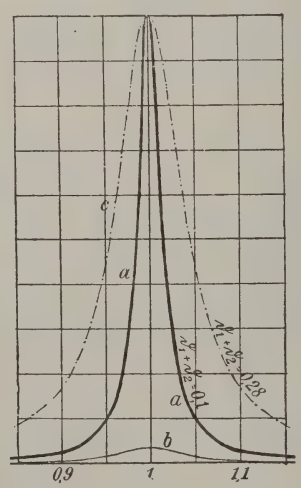


Fig. 87.



résonance. Au point $n_2 = n_1$ (n_1 étant l'alternance du système invariable), la courbe présente un maximum prononcé; l'effet du courant est donc bien plus élevé lorsque les deux systèmes ont la même fréquence. L'abscisse de ce maximum s'appelle généralement *point de résonance* de la courbe considérée.

b. La grandeur maxima de l'ordonnée, c'est-à-dire la valeur atteinte par l'effet du courant dans le système secondaire pour la résonance, dépend, toutes choses égales d'ailleurs, des décréments des systèmes primaire et secondaire, tout comme l'amplitude maxima (53 *c*).

L'effet du courant à la résonance est

$$i^2_{r\,\text{eff}} = \frac{\mathcal{E}^2_{a0}}{2n^3\mathfrak{L}^2_2}\,\frac{1}{\mathfrak{d}_1\mathfrak{d}_2(\mathfrak{d}_1+\mathfrak{d}_2)} = \frac{\mathcal{E}^2_{a0}}{16\,\mathrm{N}^3\mathfrak{L}^2_2}\,\frac{1}{\mathfrak{d}_1\mathfrak{d}_2(\mathfrak{d}_1+\mathfrak{d}_2)} \quad (*),$$

et avec un système primaire à oscillations non amorties,

$$i^2_{r\,\text{eff.}} = \frac{\mathcal{E}^2_{a0}}{2n^2\mathfrak{L}^2_2}\,\frac{1}{\mathfrak{d}^2_2} = \frac{\mathcal{E}^2_{a0}}{8\,\mathrm{N}^2\mathfrak{L}^2_2}\,\frac{1}{\mathfrak{d}^2_2}.$$

Dans la figure 87, la courbe *a* correspond aux décréments $\mathfrak{d}_1 = 0{,}08$, $\mathfrak{d}_2 = 0{,}02$ comme dans la figure 76; la courbe *b* à $\mathfrak{d}_1 = 0{,}08$, $\mathfrak{d}_2 = 0{,}2$, comme dans la figure 77. L'effet du courant à la résonance est beaucoup plus élevé dans le premier cas que dans le second.

c. Il est important de considérer la courbure aux environs du point de résonance.

Pour comparer deux courbes à ce point de vue, on les amène par changement d'ordonnées à avoir même maximum en supposant que leur point de résonance soit le même. On peut encore prendre comme abscisses, non pas l'alternance ou la fréquence du système variable, mais le rapport $\frac{n_2}{n_1}$ ou $\frac{\mathrm{N}_2}{\mathrm{N}_1}$ de ces quantités aux quantités correspondantes du système invariable (alternance pour la résonance), et l'on prend comme ordonnées le rapport $\frac{i^2_{\text{eff.}}}{i^2_{r\,\text{eff.}}}$ et non plus $i^2_{\text{eff.}}$.

On peut alors dire : La courbe de résonance est d'autant plus plate à son sommet, ou *l'acuité de la résonance* (**) est d'autant plus faible que :

1° La somme $\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2$ des décréments des systèmes primaire et secondaire est plus élevée;

2° Le couplage des deux systèmes est plus serré.

(*) $\mathcal{E}_{a0}$ est l'amplitude de la FEM agissant sur le secondaire

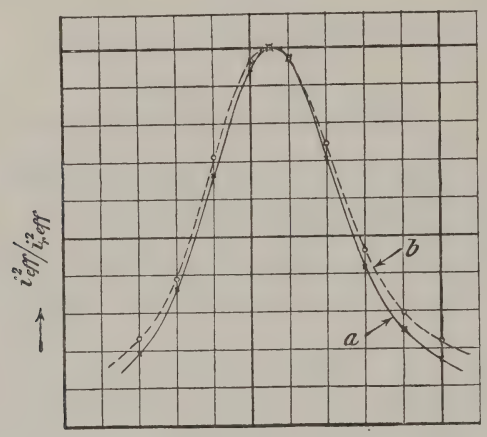
$$= \omega \mathrm{L}_{21} i_{10}.$$

(**) On peut, comme mesure de l'acuité de la résonance, utiliser l'inverse du rayon de courbure au sommet de la courbe. Cette valeur est

$$= \frac{2}{(\mathfrak{d}_1+\mathfrak{d}_2)^2}.$$

Dans la figure 89, pour laquelle les abscisses ont les valeurs de $\frac{n_2}{n_1}$, la courbe b ($\vartheta_1 + \vartheta_2 = 0{,}28$) est transformée en la courbe c par changement d'échelle. Elle a une courbure beaucoup plus faible au point de résonance que la courbe a correspondant au même couplage, mais pour laquelle la somme des décréments est beaucoup plus faible, ($\vartheta_1 + \vartheta_2 = 0{,}1$). Par ailleurs les courbes de résonance a et b de la figure 88

Fig. 88.



correspondent aux mêmes décréments, mais à des couplages très différents. La courbe correspondant au couplage le plus fort est un peu moins pointue que l'autre.

d. Ce qu'on vient de dire pour les courbes de résonance de l'effet du courant s'applique également aux courbes de l'effet de la tension ou de l'amplitude maxima (*). Ces courbes présentent dans tous les cas pratiques un maximum pour l'égalité des fréquences.

I. — Mesure de la fréquence (longueur d'onde) par la résonance.

65. **Principe.** — *a.* Soit un circuit à condensateur dit *circuit de mesure*, dont la fréquence soit variable et connue. On fait agir sur lui, en couplage aussi lâche que possible, l'oscillateur dont on veut déterminer la fréquence. On observe avec un instrument de mesure l'effet du courant dans le circuit de mesure, pendant qu'on fait varier sa fréquence. La fréquence correspondant à l'effet du courant maximum est la fréquence cherchée de l'oscillateur.

(*) Obtenues par mesure des distanc es explosives.

b. On peut modifier la méthode, quand on détermine la fréquence d'oscillateurs sans étincelle. On utilise alors le circuit de mesure, non plus comme système secondaire, mais comme système primaire (*) ; on y intercale un éclateur et l'on excite des oscillations à l'aide d'une bobine d'induction. On le fait agir sur l'oscillateur en couplage aussi lâche que possible et en faisant varier la fréquence. On place un instrument de mesure dans l'oscillateur : la fréquence cherchée de l'oscillateur est celle du circuit de mesure pour laquelle l'instrument donne la plus forte indication.

66. **L'instrument de mesure dans le circuit de mesure.** — Toutes choses égales d'ailleurs, la détermination de la fréquence se fait avec d'autant plus d'exactitude que la courbe de résonance est plus pointue. Elle est d'autant plus pointue :

1° Que l'amortissement du circuit de mesure est plus faible ;

2° Qu'on a employé le couplage le plus lâche permis par l'instrument de mesure.

a. Pour ces deux raisons, un instrument de mesure, toutes choses égales d'ailleurs, est d'autant meilleur qu'il est plus sensible, c'est-à-dire que l'énergie qu'il dépense par seconde pour donner une indication suffisante est plus faible. On peut recommander à ce point de vue le bolomètre et le thermo-élément (en liaison avec un galvanomètre à miroir ou un galvanomètre sensible à aiguille) ou encore le thermo-galvanomètre, de préférence aux thermiques techniques ou aux thermomètres de Riess, toutes les fois qu'on recherche un grand degré de précision dans les mesures.

b. La condition d'un amortissement aussi faible que possible défend le plus souvent d'introduire ces instruments, dont la construction usuelle présente une assez grande résistance, directement dans le circuit de mesure. Il est préférable de faire agir le circuit de mesure en couplage aussi lâche que possible sur un circuit fermé, *circuit indicateur*, contenant l'instrument de mesure (*fig.* 89). Si le circuit de mesure doit pouvoir servir à toutes sortes de mesures (**), l'inductance du circuit indicateur doit être choisie grande vis-à-vis de sa résistance (52 *b*).

c. Il est suffisant dans beaucoup d'applications, et il est même à recommander, pour la démonstration, d'intercaler un tube de Geissler (***)

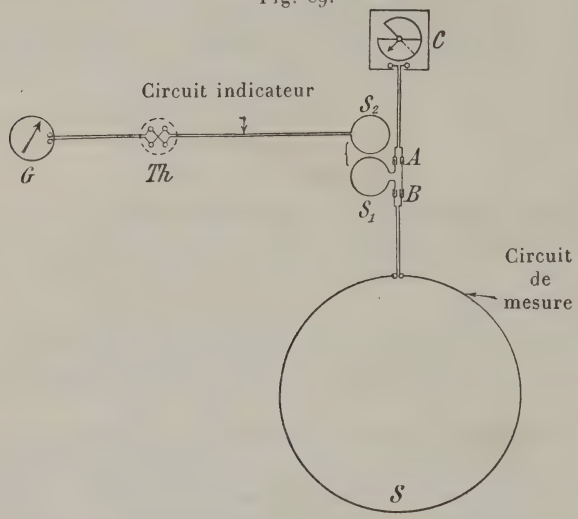
(*) *Voir* une autre méthode à 72 *b*.

(**) Par exemple les mesures de 80 et suivants.

(***) On recommande particulièrement les tubes à hélium construits spécialement pour la mise en évidence des oscillations électriques par la firme Gœtze, (Leipzig, Haertelstrasse), d'après les indications de E. Dorn (*Ann. Phys.*, t. XX,

entre les armatures du condensateur. La fréquence, qui donne la plus vive clarté dans le tube, correspond à la résonance entre l'oscillateur, dont on cherche la fréquence, et le circuit de mesure. Si le couplage est

Fig. 89.



tel que la lueur n'apparaisse que pour la résonance, on peut déterminer de cette façon la fréquence de l'oscillateur avec une exactitude presque aussi grande qu'en employant un thermique technique ou un thermomètre de Riess.

67. Circuit de mesure pour le laboratoire. — *a*. On emploie toujours comme condensateur un condensateur à air (7 *a*). Les condensateurs variables, à air construits par la Société de T. S. F. sur les indications du Dr Kœpsel, sont particulièrement commodes. L'une des armatures est formée par un système fixe de plaques semi-circulaires (*f*, *fig.* 90) ; l'autre armature mobile (*b*, *fig.* 90) peut être progressivement introduite entre les plaques fixes et se compose également d'un système de plaques semi-circulaires. Plus le segment de la partie mobile qui est introduit entre les plaques fixes est grand, plus la capacité du condensateur est grande. La grandeur de ce segment est donnée par une aiguille, qui se déplace devant un secteur circulaire.

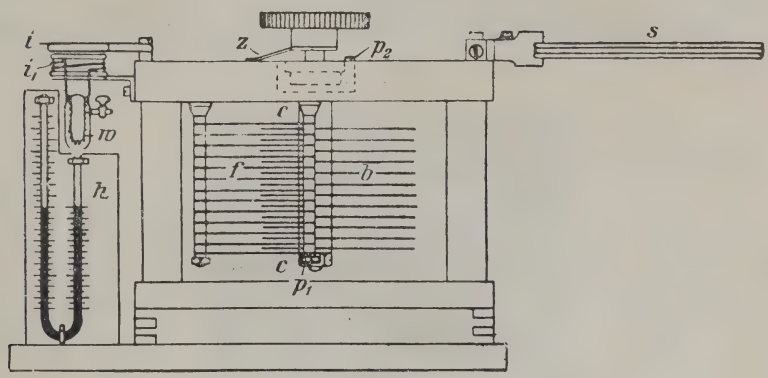
Les figures 91 et 92 (*) représentent des condensateurs de l'espèce.

1906, p. 127). A la place du tube de Geissler, on peut mettre un micromètre à étincelles dont les électrodes soient formées de fines pointes de graphite.

(*) La figure 90 représente le dispositif de la Compagnie de T. S. F. pour les

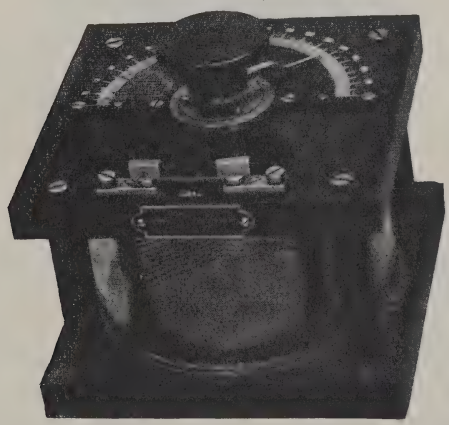
Si l'on relie ce condensateur à un conducteur quelconque, on a un dispositif qui est apte à servir de circuit de mesure et dont on pourra

Fig. 90.



faire varier la fréquence d'une quantité aussi faible qu'on voudra, en faisant tourner le système de plaques mobiles. Pour faire varier la

Fig. 91.



fréquence par bonds plus considérables, on changera le conducteur relié au condensateur par un conducteur de coefficient de self-induction différent.

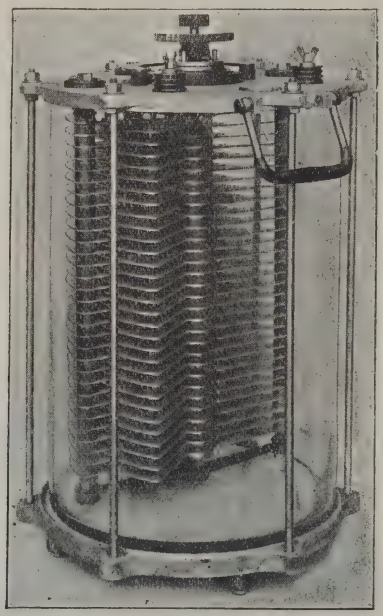
---

basses tensions, la figure 91 représente l'appareil de la firme C. Lorenz pour fortes tensions. Le condensateur tournant de la Compagnie Marconi ([55]) semble très pratique ; il se compose de deux systèmes de plaques fixes et de deux systèmes mobiles, et sa capacité sous le même volume est deux fois plus grande que celle des appareils précédents, toutes choses égales d'ailleurs.

b. Comme conducteur, on emploie une bobine dont l'enroulement ne soit pas serré, composée d'une seule couche et dont le diamètre ne soit dans aucun cas petit par rapport au pas; il est avantageux de la construire en bandes de cuivre ([33]).

c. Les mesures exactes appellent des instruments très sensibles.

Fig. 92.



Pour les mesures courantes, on emploie les thermo-éléments sans vide avec des galvanomètres à aiguille et bobine tournante, les thermiques techniques et le thermomètre à air.

Pour que le circuit indicateur ne change pas la fréquence du circuit de mesure, il faut que leur couplage soit très lâche (52 *c*). Pour beaucoup de mesures, il est très pratique de pouvoir faire varier ce couplage, ce qui modifie la sensibilité du système total. Il est recommandé, dans ce but, de rendre amovibles les bobines S_1 et S_2 de la figure 89 ou de faire en sorte que leur distance soit réglable.

68. **Étalonnage du circuit de mesure.** — Avant de déterminer une fréquence à l'aide d'un circuit de mesure, il faut étalonner ce dernier, c'est-à-dire déterminer sa fréquence pour chaque position de l'aiguille du condensateur variable et pour chaque conducteur différent qu'on peut y fixer. Le principe est le suivant :

On étalonne d'abord le condensateur. Pour ce faire, on peut employer toute méthode servant à mesurer la capacité (*). On mesure la capacité pour un certain nombre de positions de l'aiguille, on porte ces valeurs en table, ou sur une courbe, et l'on a par interpolation les valeurs correspondant à toutes les positions de l'aiguille. Pour les condensateurs tournants de la figure 90, la capacité C est de la forme

$$C = C_0 + a\varphi = a(\varphi + \varphi_0),$$

dans laquelle C_0, a, φ_0 sont des constantes et φ l'angle lu à l'aiguille. La courbe étalon est donc une droite.

On prend ensuite un circuit à condensateur auxiliaire avec éclateur (**) et l'on détermine sa fréquence N (ou sa longueur d'onde λ) par une des méthodes données plus loin. On amène ensuite le circuit de mesure en résonance avec ce circuit auxiliaire. Soit φ la position de l'aiguille et C la capacité correspondante. On connaît alors pour cette position la fréquence N (ou la longueur d'onde λ) et l'on déduit la fréquence N_1 pour la capacité C_1 par la formule

$$N_1 = N\sqrt{\frac{C}{C_1}}, \qquad \lambda_1 = \lambda\sqrt{\frac{C_1}{C}}.$$

On calcule ainsi les fréquences pour un certain nombre de capacités du condensateur et l'on construit une courbe pour chaque conducteur, avec les positions de l'aiguille du condensateur en abscisses et les fréquences (ou les longueurs d'onde) en ordonnées. Ces courbes donnent la fréquence pour toute position de l'aiguille du condensateur.

Les méthodes usuelles pour déterminer la fréquence du circuit auxiliaire sont les suivantes ([56]) :

a. Photographie de l'étincelle dans le miroir tournant (*voir* 4) ;

b. Ondes stationnaires sur les fils de Lecher.

Le dispositif est le suivant (*fig.* 93). Deux fils parallèles sont reliés par un pont fixe AB ; un second pont CD est mobile sur les fils, ainsi qu'un tube de Geissler G.

Sur ce système de fil double, on fait induire en couplage très lâche le circuit auxiliaire I dont on veut déterminer la fréquence. On déplace le pont CD et le tube G, qui doit constamment être à égale distance de AB

(*) Les méthodes commodes sont ([55a]):

1° Mesure par le pont et le téléphone quand on dispose d'un condensateur normal;

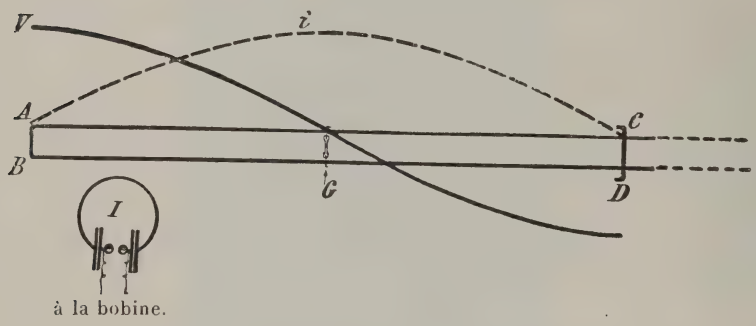
2° Mesure avec le commutateur à diapason ou le commutateur tournant.

(**) Si l'on peut commodément intercaler un éclateur dans le circuit de mesure, le circuit auxiliaire est superflu. Ce qui est dit en *a*, *b* et *c* pour ce dernier s'applique au circuit de mesure lui-même.

et de CD, jusqu'à ce que le tube atteigne son maximum de clarté. Lorsque ce résultat est atteint, le système ABCD est en résonance avec le circuit à condensateur et la distribution du courant et de la tension sur les fils est celle représentée par les courbes i et V de la figure 93 (*) ; AD = BC = une demi-longueur d'onde (**).

Si la distance entre les fils est assez grande pour que l'inductance soit

Fig. 93.



sensiblement plus forte que la résistance effective, on a approximativement, pour la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques le long du fil double ([57]),

$$u = \sqrt{\frac{1}{\mathfrak{L}\mathfrak{C}}}\left[1 - \frac{1}{8}\left(\frac{\mathfrak{R}}{\omega\mathfrak{L}}\right)^2\right] = \text{approx. } 3.10^{10}\left[1 - \frac{1}{8}\left(\frac{\mathfrak{R}}{\omega\mathfrak{L}}\right)^2\right] \text{cm : sec,}$$

$\mathfrak{L}$, $\mathfrak{C}$ et $\mathfrak{R}$ étant le coefficient de self-induction, la capacité et la résistance par unité de longueur. De la vitesse de propagation u et de la longueur d'onde $\lambda = 2$ ACD $= 2$ ABD résulte immédiatement la fréquence du circuit auxiliaire (**21**).

c. Calcul du coefficient de self-induction du circuit. — Si le conducteur se compose d'une bobine enroulée sur une seule couche et comprenant un assez grand nombre de spires, reliée au condensateur par des connexions aussi courtes que possible, le coefficient de self-induction de ces connexions et du flux dans le condensateur est négligeable vis-à-vis du coefficient de self-induction de la bobine. Celui-ci peut, pour le courant continu, être calculé par des formules connues ou déterminé expéri-

(*) On peut considérer aussi le système comme une combinaison de deux oscillateurs linéaires (20).

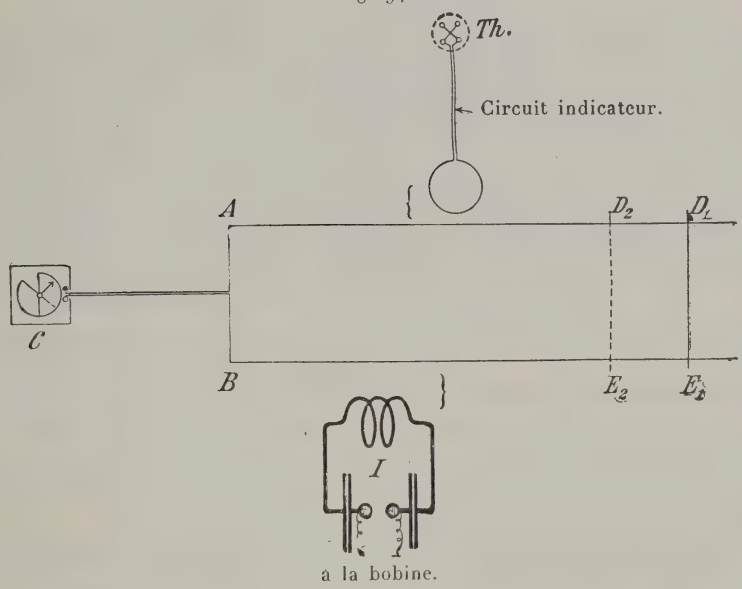
(**) En supposant qu'il s'agisse de l'oscillation fondamentale. Dans le doute, on peut s'en assurer en déplaçant le tube G le long du fil.

mentalement. Le coefficient de self-induction pour les oscillations rapides n'en diffère pas très sensiblement, quand par l'emploi de bons câbles, composés de fils isolés séparément, on veille à ce que la distribution du courant ne diffère pas trop sensiblement pour les oscillations de ce qu'elle est pour le courant continu (39).

Si la fréquence élevée qu'on veut atteindre interdit l'emploi de bobines à plusieurs spires, le coefficient de self-induction des connexions et du flux dans le condensateur n'est plus négligeable vis-à-vis du coefficient de self-induction du restant du circuit. On peut alors procéder de la manière suivante :

On donne en l'espèce au conducteur la forme d'un rectangle ABD_1E_1 dont un côté est formé par un pont mobile D_1E_1 (*fig.* 94). On y fait induire le circuit auxiliaire I et l'on dispose du condensateur C pour

Fig. 94.



amener les deux circuits en résonance (*) ; soit C_1 la capacité correspondante. On déplace ensuite le pont jusqu'à la position D_2E_2 et l'on met de nouveau les deux circuits en résonance, soit C_2 la capacité correspondante. Puisque la fréquence dans les deux cas est la même, égale à celle

(*) On le reconnaît à l'indication maxima de l'instrument de mesure intercalé dans le circuit indicateur (thermo-élément, par exemple); ce circuit indicateur doit être en couplage très lâche avec le circuit de mesure.

du circuit auxiliaire, on a

$$\mathfrak{L}_1 C_1 = \mathfrak{L}_2 C_2,$$

$$(1) \qquad \frac{\mathfrak{L}_1}{\mathfrak{L}_2} = \frac{C_2}{C_1},$$

$\mathfrak{L}_1$ étant le coefficient de self-induction du circuit de mesure dans le premier cas et $\mathfrak{L}_2$ dans le second.

On a en outre, avec une très grande approximation,

$$(2) \qquad \mathfrak{L}_1 - \mathfrak{L}_2 = \mathfrak{L}^{(1)} - \mathfrak{L}^{(2)},$$

$\mathfrak{L}^{(1)}$ et $\mathfrak{L}^{(2)}$ étant les coefficients de self-induction des rectangles ABD_1E_1 et ABD_2E_2. Or $\mathfrak{L}^{(1)}$ et $\mathfrak{L}^{(2)}$ peuvent être calculés d'après les dimensions du rectangle ([58]) ; des équations (1) et (2) on tire $\mathfrak{L}_1$ et $\mathfrak{L}_2$ et par suite la fréquence.

69. Les ondemètres usuels ([59]). — Les plus récents appareils pour la mesure de la fréquence reposent tous sur le principe de la résonance et emploient tous un circuit à condensateur de fréquence variable. Les différences entre ces appareils viennent de leur construction, non de leur principe ; on se bornera donc à en énumérer quelques-uns.

a. L'ondemètre de la Compagnie de T. S. F. est essentiellement composé d'un circuit de mesure, tel qu'il est décrit à 67. Le condensateur est celui de la figure 91 avec de l'huile comme diélectrique. L'instrument de mesure est un thermique à air ou plus récemment un wattmètre (44). Le circuit indicateur est couplé magnétiquement avec l'ondemètre. La figure 90 montre une coupe de l'appareil, la figure 95 une vue d'ensemble. La figure 95 montre un des conducteurs démontables en circuit, les deux autres sont au pied de l'appareil ; l'instrument porte des échelles différentes, sur lesquelles on lit immédiatement la longueur d'onde correspondant au conducteur employé et à la position de l'aiguille.

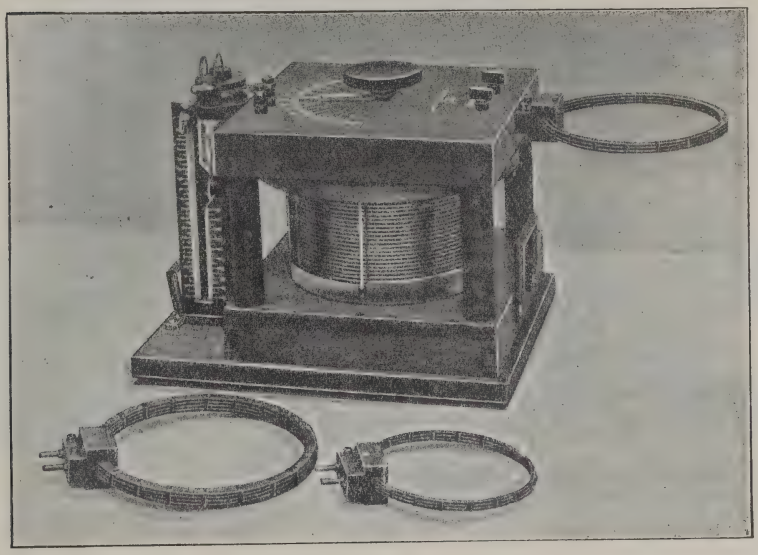
b. L'ondemètre de la firme C. Lorenz (ondemètre universel type WH) ([60]) diffère de celui de la Compagnie de T. S. F. en ce que l'instrument de mesure [thermique industriel (44)] n'est pas couplé magnétiquement avec le circuit de mesure ; il est couplé électriquement.

Un de ses grands avantages est qu'il est immédiatement prêt à servir pour les divers modes d'emploi (*). Une simple manœuvre de la fiche de contact suffit pour le rendre prêt à être utilisé, soit d'une manière, soit d'une autre. En outre du thermique qui sert pour la mesure des

(*) C'est également le cas pour le nouvel ondemètre de la Compagnie de T. S. F.

fréquences et des décréments (72), on peut employer un tube à hélium (*) pour la détermination des fréquences par la méthode de 66 *c*. Un éclateur peut être intercalé dans l'appareil afin de transformer l'ondemètre en système primaire. Le condensateur peut supporter environ 10 000 volts

Fig. 95.



(étincelle de 3^{mm}) ; on pourra donc obtenir des oscillations fortement amorties, il est vrai, mais énergiques.

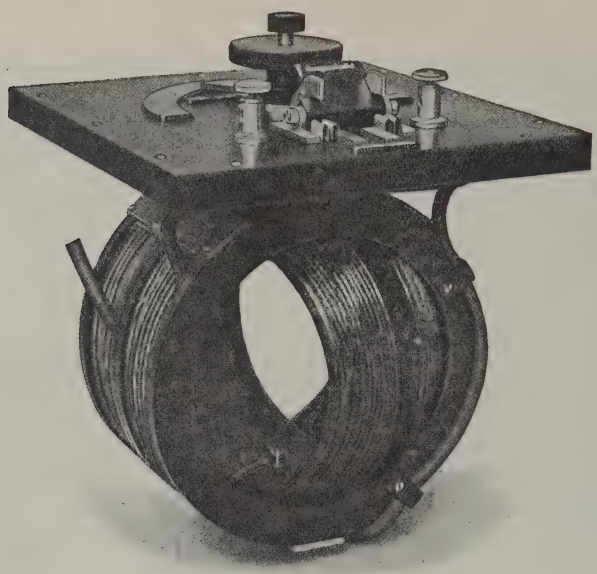
c. Dans l'ondemètre (variomètre) de G. Seibt (firme C. Lorentz), ce n'est pas le condensateur, mais le coefficient de self-induction du circuit qui est rendu variable ; il en est de même dans l'ondemètre d'Yves et de Forest. On emploie dans ce but le dispositif de Lord Raleigh (deux bobines, l'une tournant dans l'autre comme le montre la figure 96). L'instrument de mesure est un thermo-élément de faible résistance intercalé directement dans le circuit d'oscillation.

d. L'ondemètre (kymomètre) de J.-A. Fleming possède une capacité progressivement variable et un coefficient de self-induction variable par bonds ; la capacité est constituée par un condensateur cylindrique, le conducteur par une bobine à contact glissant. Comme indicateur de résonance, on se sert d'un tube à néon et dans les derniers modèles d'un thermo-élément ([61]).

(*) Avec électrodes extérieures mobiles (d'après Ament) ; on peut ainsi faire varier la sensibilité du tube.

e. On a employé anciennement comme ondemètres des bobines (*) étalonnées. Si la bobine était en résonance, on constatait un effet lumineux (effluves aux extrémités, illumination d'un tube de Geissler).

Fig. 96.



Par comparaison avec les circuits à condensateur, ces bobines présentent l'avantage d'être beaucoup plus maniables, mais, par contre :

1° Elles ont généralement un plus grand décrément et par suite une résonance moins aiguë ;

2° La sensibilité de la capacité des bobines (25 *c*) fait que leur fréquence change d'une manière impossible à contrôler, quand des objets quelconques se trouvent au voisinage de la bobine ;

3° Il est impossible avec les bobines usuelles de déterminer le décrément, alors que le circuit à condensateur de mesure est aussi bien approprié à la détermination du décrément qu'à celle de la fréquence.

f. Les *éprouvettes de station* sont des ondemètres d'espèce particulière, circuits à condensateur sans étincelle dont les excitations propres sont provoquées par l'interruption d'un courant continu ([60 *a*]).

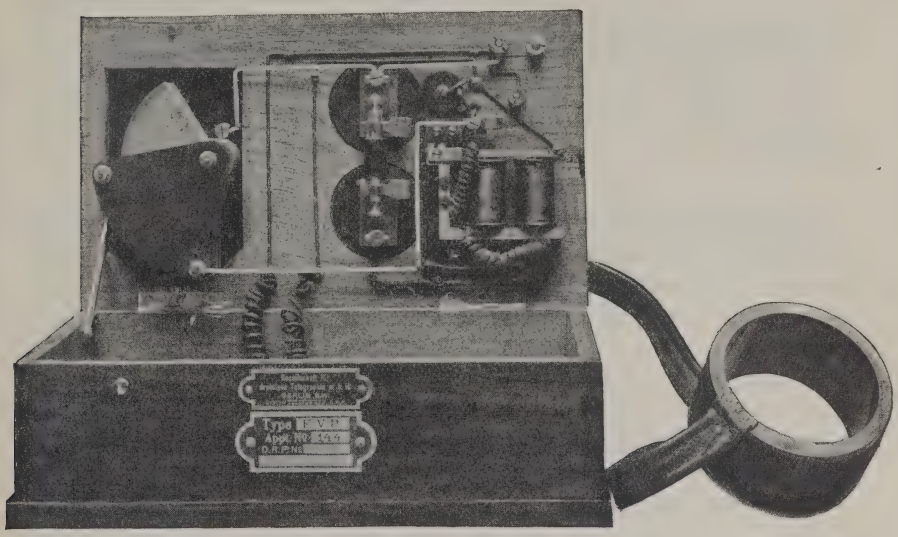
La figure 97 représente celui de la Compagnie de T. S. F., le montage

(*) Sous le nom de *tore de multiplication*, *tore de mesure* de A. Slaby, et ensuite de *Helixkymomètre* de J.-A. Fleming.

Fleming est revenu à l'ondemètre fermé (*d*).

est celui de la figure 4. L'interruption et la fermeture du courant continu sont assurées par un trembleur analogue à celui d'une sonnerie élec-

Fig. 97.



trique. L'ondemètre de la firme C. Lorentz peut être immédiatement installé pour servir d'éprouvette de station. Dans ce but, on emploie un

Fig. 98 *a*.

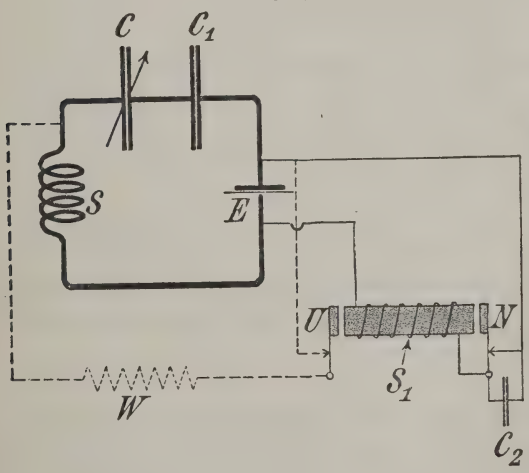
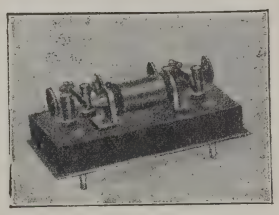


Fig. 98 *b*.



interrupteur double (*fig.* 98 *b*) ; le montage est représenté (*fig.* 98 *a*). Le circuit de mesure est en trait fort, il contient un condensateur variable C

et un condensateur invariable C_1. L'élément E actionne le trembleur, le condensateur C_2 absorbe autant que possible les étincelles de rupture. Dès que le trembleur N est en action, l'interrupteur U, qui est construit comme N et a la même période d'oscillation que lui, est mis en mouvement par l'action magnétique du noyau de fer de la bobine S_1. Le circuit UESWU est ainsi alternativement ouvert et fermé, et par suite le circuit oscillant CC_1S est parcouru par des oscillations propres faiblement amorties, mais de très faible intensité (*voir* le montage de la figure 5).

70. **Détermination de la capacité et du coefficient de self-induction par la méthode de la résonance.** — La méthode de la résonance donne un moyen extrêmement simple et précieux pour déterminer les capacités et les coefficients de self-induction. On peut y parvenir par les moyens les plus divers.

Pour déterminer par exemple le coefficient de self-induction d'un conducteur (une bobine par exemple), on réunit ses deux extrémités aux armatures d'un condensateur à air de capacité connue C. On détermine par résonance la fréquence N du circuit à condensateur ainsi formé. On déduit $\mathfrak{L}$ de la formule

$$N = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mathfrak{L}C}}.$$

On obtient de la manière suivante la capacité d'un condensateur quelconque. Les armatures sont reliées par un conducteur approprié de manière à former un circuit à condensateur, et un système primaire est mis en résonance avec ce circuit. Le condensateur est ensuite remplacé par un condensateur à air variable, étalonné, et ce dernier est disposé de manière à produire de nouveau la résonance avec le système primaire. La capacité cherchée est égale à celle du condensateur variable dans sa position actuelle.

Le principal avantage de cette méthode de résonance, qui peut se varier à l'infini suivant les cas particuliers, est qu'elle permet de déterminer la capacité des condensateurs et le coefficient de self-induction des conducteurs, pour la fréquence même à laquelle ils seront employés ensuite.

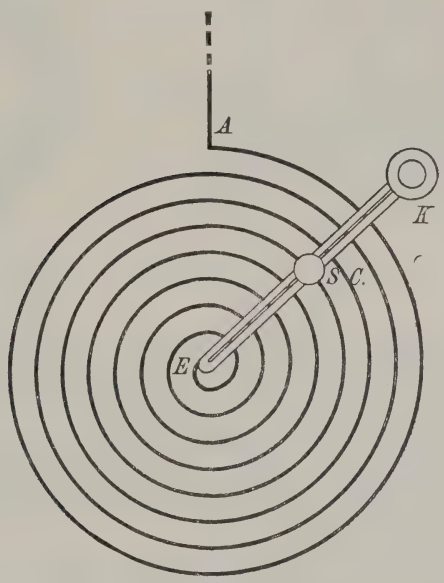
71. **Bobines à self-induction variable.** — Non seulement les condensateurs variables, mais encore les bobines à self-induction variable, sont d'un usage très pratique dans l'exécution de ces mesures ou de mesures analogues.

a. On a déjà donné à 69 *c* un dispositif de bobines de self-induction

progressivement variable et composé de deux bobines mobiles l'une dans l'autre. Mais si l'on veut utiliser ces bobines pour de hautes tensions, leur isolement est très difficile à obtenir pour qu'elles restent maniables.

Les spirales planes comme celle de la figure 99 sont très commodes. Si

Fig. 99.



l'on y fixe un bras mobile EK et un contact glissant SC le long de EK (adduction et sortie du courant en E et SC), il suffit d'une rotation du bras pour faire varier progressivement et dans de très grandes limites le coefficient de self-induction de la bobine.

b. Dans beaucoup de cas, il n'est pas nécessaire que le coefficient de self-induction soit changé progressivement au sens strict du mot, il suffit de le faire varier par petits bonds et l'on utilise les formes des figures 100 et 101, qui sont également employées pour donner une résistance variable par contact glissant.

La forme de la figure 101 est généralement préférable, parce que le champ magnétique est presque totalement renfermé à l'intérieur de la bobine et ne peut pas, par suite, troubler par induction les circuits voisins (*).

c. Il faut, en utilisant ces bobines, prendre les précautions suivantes :

(*) Cela est important pour les mesures avec les systèmes couplés (80).

1° La partie CD (*fig.* 100) peut constituer, avec des parties du circuit proprement dit, un oscillateur couplé directement avec ce circuit (partie commune AC et éventuellement des parties du circuit proprement dit).

Fig. 100.

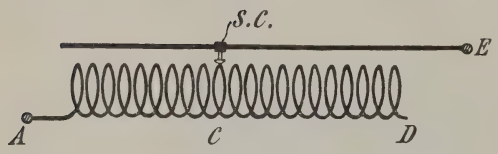
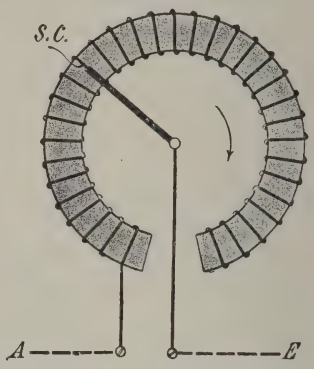


Fig. 101.



Les oscillations propres de ce système peuvent donner lieu à des perturbations très gênantes. Il sera donc avantageux de choisir les bobines de telle sorte que la partie libre CD soit petite;

2° Il n'est pas suffisant, pour remédier à cet inconvénient, de mettre CD en court-circuit; des courants seraient induits dans ce circuit fermé et ils pourraient influer fortement sur la fréquence et surtout sur l'amortissement du circuit oscillant;

3° Pour la même raison, il faut veiller à ce que le contact glissant ne touche pas simultanément deux fils, ce qui mettrait la spire intermédiaire en court-circuit.

II. — Détermination du décrément.

72. **Détermination de la somme des décréments des systèmes primaire et secondaire.** — *a.* Pour déterminer le décrément d'un oscillateur avec étincelle (*), on le fait induire en couplage très lâche sur un circuit de mesure de fréquence variable et l'on prend la courbe de résonance. Cette courbe donne la somme des décréments δ_1 de l'oscillateur et δ_2 du circuit de mesure (méthode de résonance de Bjerknes).

La manière de déduire de la courbe de résonance la somme $\delta_1 + \delta_2$ dépend des quantités qui ont été prises comme abscisses et ordonnées de cette courbe:

(*) D'une manière générale, d'un oscillateur déjà en oscillation.

1° Quand le circuit de mesure comprend un condensateur variable, il est indiqué de prendre comme abscisses la capacité C de ce condensa-

Fig. 102.

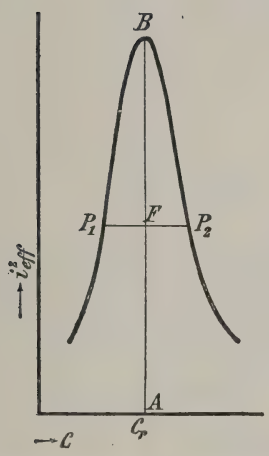
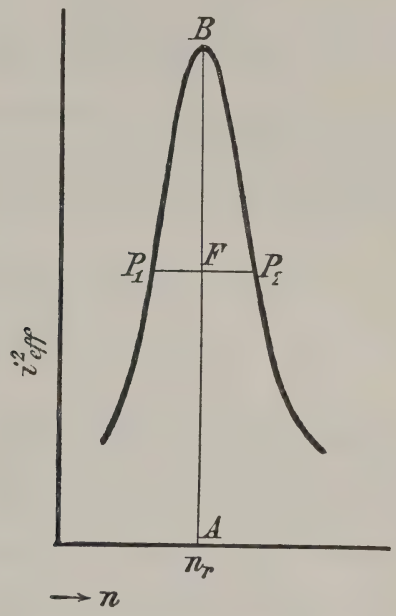


Fig. 103.



teur et comme ordonnées l'effet du courant observé dans le circuit indicateur $i^2_{\text{eff.}}$ ou la déviation α (*) de l'instrument de mesure; on a alors

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \pi \frac{C_r - C}{C_r} \sqrt{\frac{i^2_{\text{eff.}}}{i^2_{r\,\text{eff.}} - i^2_{\text{eff.}}}} = \pi \frac{C_r - C}{C_r} \sqrt{\frac{\alpha}{\alpha_r - \alpha}} \quad (**)$$

$$= \pi P_1 F \sqrt{\frac{FA}{FB}} \; (\textit{fig. } 102) = \frac{\pi}{2} P_1 P_2 \sqrt{\frac{FA}{FB}}$$

dans laquelle $i^2_{\text{eff.}}$ ou α représente l'effet du courant ou la déviation pour la capacité C dans le circuit de mesure, C_r, $i^2_{r\,\text{eff.}}$ ou α_r la capacité, l'effet du courant ou la déviation pour la résonance.

2° Quand le circuit de mesure est étalonné en alternances, on prend les alternances en abscisses et l'effet du courant ou la déviation de l'ins-

(*) Ceci n'est exact que si la déviation de l'instrument est proportionnelle à l'effet du courant.

(**) Ce qui suit est valable pour les points dont l'abscisse est plus petite que celle du point de résonance (dans la figure 102, à gauche du point de résonance). Pour les points situés à droite, il faut prendre l'expression avec un signe contraire.

trument de mesures en ordonnées. On a alors

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = 2\pi \frac{n_r - n}{n_r} \sqrt{\frac{i^2_{\text{eff.}}}{i^2_{r\,\text{eff.}} - i^2_{\text{eff.}}}} = 2\pi \frac{n_r - n}{n_r} \sqrt{\frac{\alpha}{\alpha_r - \alpha}}$$

$$= 2\pi P_1 F \sqrt{\frac{FA}{FB}} \text{ (\textit{fig.} 103)} = \pi P_1 P_2 \sqrt{\frac{FA}{FB}}.$$

Quand on porte en abscisses les fréquences N au lieu des alternances n, on remplace dans cette relation n par N.

Si le circuit de mesure est étalonné en longueurs d'onde λ et qu'on porte celles-ci comme abscisses, on a

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = 2\pi \frac{\lambda_r - \lambda}{\lambda} \sqrt{\frac{i^2_{\text{eff.}}}{i^2_{r\,\text{eff.}} - i^2_{\text{eff.}}}}$$

$$= \text{approximativement } 2\pi \frac{\lambda_r - \lambda}{\lambda_r} \sqrt{\frac{i^2_{\text{eff.}}}{i^2_{r\,\text{eff.}} - i^2_{\text{eff.}}}}.$$

3° Pour comparer plusieurs courbes de résonance, il est recommandé de procéder comme on a déjà fait à 64 *c*. Après avoir déterminé l'alternance n_r (ou la fréquence N_r ou la longueur d'onde λ_r) correspondant à la résonance entre le circuit de mesure et l'oscillateur, ainsi que l'effet du courant à la résonance $i^2_{r\,\text{eff.}}$, on porte en abscisses les rapports $\frac{n}{n_r}$ $\left(\text{ou } \frac{N}{N_r} \text{ ou } \frac{\lambda}{\lambda_r}\right)$, en ordonnées $y = \frac{i^2_{\text{eff}}}{i^2_{r\,\text{eff.}}}$ dans laquelle $i^2_{\text{eff.}}$ est l'effet du courant pour l'alternance n du circuit de mesure. L'abscisse du point de résonance est alors égale à 1, ainsi que l'ordonnée correspondante, et l'on a (*fig.* 104)

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = 2\pi x_1 \sqrt{\frac{y}{1-y}} = 2\pi x_2 \sqrt{\frac{y}{1-y}} = xA,$$

dans laquelle x est la moyenne entre x_1 et x_2 (*fig.* 104). La valeur du facteur A est donnée dans la Table XI pour les différentes valeurs de l'ordonnée.

4° La méthode suivante ([62]) donne des résultats suffisamment exacts, en général, et est plus simple. L'instrument donne une certaine déviation pour la résonance (capacité C_r). On change ensuite la capacité dans les deux sens, jusqu'à ce que la déviation de l'instrument soit la moitié de celle correspondant à la résonance. Soient C_1 et C_2 les capacités nécessaires. On a, d'après 1°,

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \frac{\pi}{2} \frac{C_1 - C_2}{C_r} = 1{,}57 \frac{C_1 - C_2}{C_r}.$$

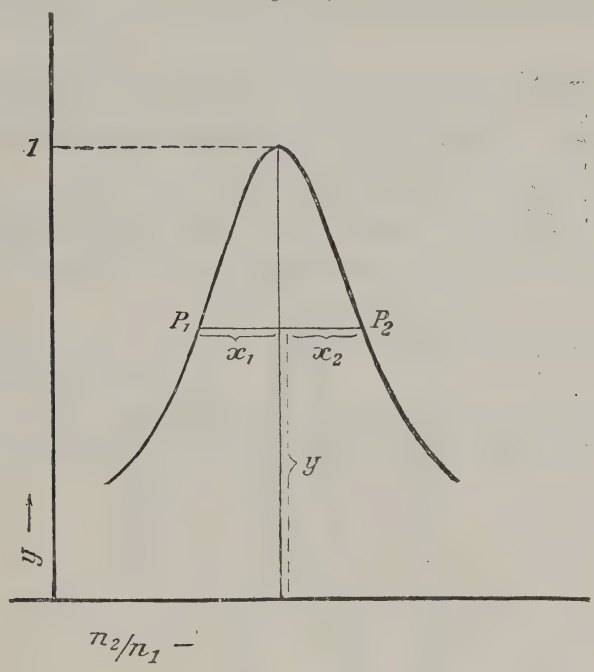
Si φ_1, φ_2, φ_r sont les angles qui correspondent pour le condensateur

tournant aux capacités C_1, C_2, C_r, on peut employer la relation approximative suivante :

$$\vartheta_1 + \vartheta_2 = 1,57 \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{\varphi_r + \varphi_0} \quad (\textit{voir } 68).$$

b. Si l'on veut déterminer l'amortissement d'un oscillateur sans étincelle, on peut prendre un circuit primaire de fréquence progressive-

Fig. 104.



ment variable (circuit de mesure avec éclateur), le faire induire sur l'oscillateur et observer l'effet du courant dans ce dernier. Les relations de *a* sont valables dans ce cas, en comprenant par C, N, n, φ, les grandeurs variables du circuit primaire et par $i^2_{\text{eff.}}$ l'effet du courant dans le système secondaire (oscillateur).

Mais on obtient des résultats bien plus exacts en excitant les oscillations de l'oscillateur sans étincelle par une excitation par impulsion (59) et en faisant agir ces oscillations sur le circuit de mesure [M. Wien ([63])]. Le procédé est pour le reste exactement le même qu'en *a*.

c. Si le système primaire émet des oscillations non amorties ($\vartheta_1 = 0$), les relations de *a* subsistent ; elles donnent immédiatement le décrément du système secondaire.

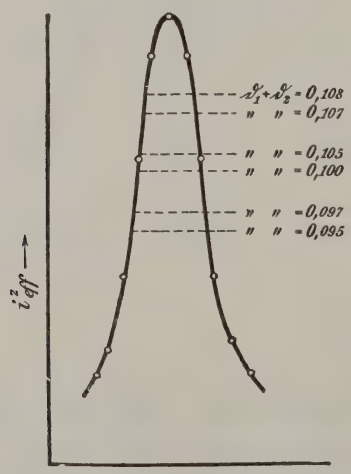
73. Formes anormales des courbes de résonance ([64]). — Quand on applique les relations de 72 à divers points d'une courbe de résonance obtenue expérimentalement, il peut arriver qu'on obtienne différentes valeurs de $\vartheta_1 + \vartheta_2$, autrement dit que la forme de la courbe de résonance ne soit pas celle présumée dans 72.

a. Si la valeur donnée par les divers points varie irrégulièrement, c'est en général que la courbe est mal prise (fonctionnement irrégulier de l'interrupteur ou de l'éclateur). Il ne reste alors qu'à prendre la moyenne des différentes valeurs de $\vartheta_1 + \vartheta_2$, mais il est préférable de reprendre la courbe.

b. Si la courbe de résonance a une allure fortement dissymétrique (*), comme la courbe *b* de la figure 111, c'est un signe que les condensateurs émettent des effluves. Il est alors impossible de déduire la somme des décréments de la courbe de résonance (79).

c. Quand la courbe de résonance est symétrique, mais que les valeurs obtenues pour $\vartheta_1 + \vartheta_2$ croissent ou décroissent régulièrement quand on va de haut en bas sur la courbe (*fig.* 105), cela peut provenir ([65]) de ce

Fig. 105.



que la courbe des amplitudes dans le système primaire n'est pas approximativement une exponentielle (**). Dans ce cas, le décrément n'est pas constant pendant la durée de l'oscillation (11 *c*). Si dans ce cas on

(*) Une légère dissymétrie se produit lorsque le facteur A (52 *b*) n'est pas constant et dépend de la fréquence.

(**) Cela peut également provenir, lorsqu'on a pris comme ordonnées les indications de l'instrument, de ce que ces dernières ne sont pas proportionnelles à i^2_{eff}.

prend, comme on le fait le plus souvent, la moyenne des valeurs obtenues aux différents points (*), cette valeur moyenne est la valeur de

Fig. 106 *a*.

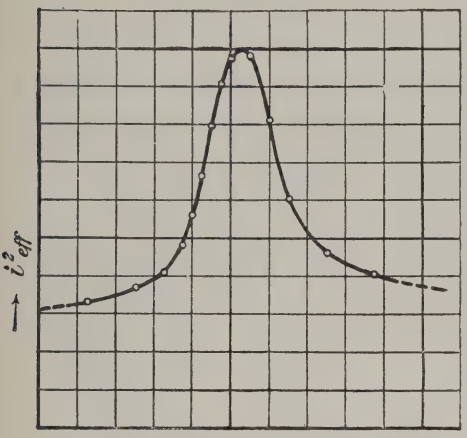
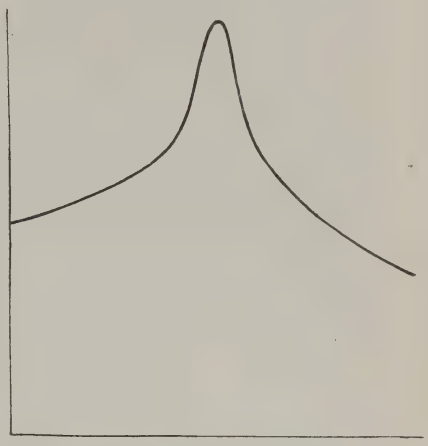


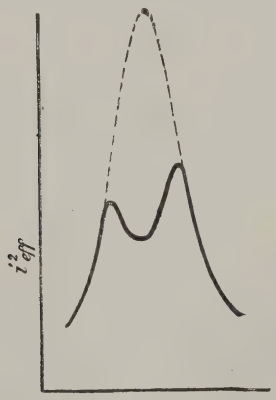
Fig. 106 *b*.



$\delta_1 + \delta_2$ qu'on aurait obtenue avec un circuit à condensateur idéal ayant la même acuité de résonance.

d. Il peut arriver que l'effet du courant présente une valeur relativement grande à une certaine distance du point de résonance (*fig.* 106*a*);

Fig. 107.



cela tient en général à ce que le système primaire induit sur le circuit

(*) En général, la valeur obtenue à mi-hauteur de la courbe de résonance est égale à la moyenne.

indicateur, soit directement, soit par l'intermédiaire d'un autre conducteur.

Cela peut encore tenir à ce que le couplage du système primaire et du circuit de mesure est trop serré. Les courbes de résonance ont alors le caractère de la courbe de la figure 106 *b*. Les valeurs du décrément sont alors différentes suivant les endroits et trop fortes ([66]).

e. Si la courbe de résonance présente deux maxima, cela peut indiquer que deux oscillations se produisent dans le système étudié (*fig.* 113). Mais des formes de courbe comme celle de la figure 107 (trait fort) peuvent se rencontrer pour de tout autres causes, par exemple quand il se produit des décharges par étincelles ou par aigrettes entre les armatures du condensateur variable ou en un endroit quelconque du circuit de mesure. Dans la figure 107, la courbe de résonance normale est figurée en traits ; la courbe observée effectivement s'en distingue, en ce que l'effet du courant a été fortement réduit au milieu de la courbe par le passage d'étincelles.

74. Détermination des décréments des systèmes primaire et secondaire. — *a*. La courbe de résonance ne donne que la somme des décréments des systèmes primaire et secondaire. Pour avoir les décréments eux-mêmes, on opère de la manière suivante (méthode de Bjerknes). On introduit dans le système secondaire (*), qui est mis en résonance avec le système primaire (déviation dans le circuit indicateur $= \alpha_r$), une résistance connue R'. Le décrément $\mathfrak{d}_2$ s'augmente de ce fait de

$$(1) \qquad \mathfrak{d}' = \frac{R'}{2N\mathfrak{L}_2} \quad (**).$$

L'instrument, au lieu de marquer α_r, ne marque plus que α' et l'on a (***)

$$(2) \qquad \mathfrak{d}_2 = \mathfrak{d}' \frac{\alpha'\left(1 + \frac{\mathfrak{d}'}{\mathfrak{d}}\right)}{\alpha_r - \alpha'\left(1 + \frac{\mathfrak{d}'}{\mathfrak{d}}\right)};$$

(*) Dans le circuit de mesure de la figure 89, les bornes AB sont disposées à cet effet.

$$(**) \quad = \frac{1}{6.10^{10}} \frac{R'\lambda}{\mathfrak{L}_2} \text{ C.G.S.} = 16,7 \frac{R'(\text{ohms})\,\lambda(\text{mètres})}{\mathfrak{L}_2(\text{C.G.S.} = \text{cm})}$$

$$= \text{approximativement } \frac{2}{300} \frac{R'(\text{ohms})\,C_2(\text{cm})}{\lambda(\text{mètres})}.$$

(***) Quand les déviations sont proportionnelles à $i^2_{\text{éff.}}$, sinon au lieu des déviations il faut faire intervenir l'effet du courant.

dans cette formule $\mathfrak{d}$ représente la somme $\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2$ tirée de la courbe de résonance.

Cette relation peut s'écrire sous la forme

$$\mathfrak{d}_2 = \mathfrak{d}' \frac{\alpha'}{\alpha_r - \alpha'}$$

lorsque $\mathfrak{d}'$ est petit par rapport à $\mathfrak{d}$.

$\mathfrak{d}_2$ étant ainsi déterminé, on déduit le décrément $\mathfrak{d}_1$ du circuit primaire de la somme $\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2$ donnée par la courbe de résonance.

b. Dans cette méthode, il y a naturellement un moyen d'étalonner le circuit de mesure en fonction du décrément. On détermine la valeur de $\mathfrak{d}_2$ pour les différents conducteurs et les diverses positions du condensateur et l'on réunit ces valeurs dans une table ou sous la forme d'une courbe.

Il faut aussi prendre garde que le décrément $\mathfrak{d}_2$ du circuit de mesure ne soit pas sensiblement modifié par la présence du circuit indicateur; le couplage de ces deux circuits doit donc être très lâche.

La méthode suivante permet de vérifier avec précision si cette condition est bien remplie. On intercale dans le circuit de mesure de la figure 89, entre A et B, une bobine S'_1 de mêmes dimensions que S_1 et on la fait induire sur une bobine secondaire S'_2 de mêmes dimensions que S_2. La distance entre S'_1 et S'_2 est prise égale à celle entre S_1 et S_2. On prend alors un conducteur de mêmes dimensions et de même résistance que le circuit indicateur et on le ferme sur S'_2. Si l'indication de l'instrument pour la résonance ne change pas dans le circuit indicateur, c'est que celui-ci ne produit aucune réaction pouvant influer sur le décrément du circuit de mesure.

On ne peut pas en général réaliser cette condition avec les thermiques et autres instruments calorimétriques usuels. Le décrément $\mathfrak{d}_2$ dépend alors dans une grande mesure du circuit indicateur et de son couplage avec le circuit de mesure. Les valeurs de $\mathfrak{d}_2$ obtenues par l'étalonnage (*) ne sont valables que pour les mêmes bobines S_1 et S_2 occupant les mêmes positions que pour l'étalonnage.

75. **Mesure des petites variations du décrément.** — La méthode indiquée dans 74, changement de l'effet du courant pour la résonance, s'applique toujours opportunément quand il s'agit de petites variations du décrément (du fait, par exemple, de courants parasites).

a. L'égalité (2) de 74 peut être employée pour calculer le changement $\mathfrak{d}'$ du décrément par un phénomène quelconque lorsque $\mathfrak{d}_2$ est connu,

(*) Ceci s'applique aussi à l'étalonnage en fonction de la fréquence. Le circuit indicateur a également une influence dans ce cas (52 *c*).

c'est-à-dire lorsque le circuit de mesure est étalonné. En effet δ' peut aussi bien représenter une variation du décrément du système primaire que du décrément du système secondaire. On obtient ainsi les variations du décrément d'une manière beaucoup plus exacte que par les courbes de résonance.

b. Pour les comparaisons, il est souvent commode de considérer, à la place de la variation δ' du décrément due à un phénomène quelconque, la résistance équivalente R′ qu'il faudrait introduire dans le circuit pour obtenir la même augmentation δ' du décrément.

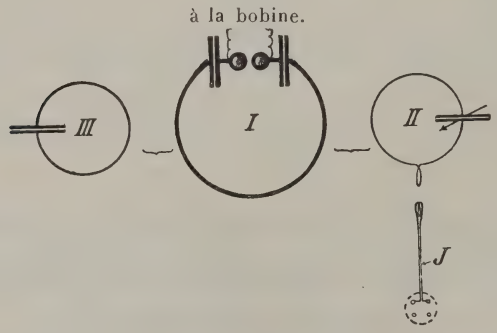
Cette résistance équivalente R′ peut être calculée au moyen de la relation (1) de 74, c'est-à-dire par l'accroissement correspondant δ' du décrément et les dimensions du système.

Si l'on ne désire connaître que cette résistance équivalente, il est beaucoup plus simple d'employer la méthode de compensation décrite précédemment. Un conducteur, par exemple, amené au voisinage du secondaire, a abaissé la déviation du circuit indicateur de α_r à α' par suite des courants parasites; pour déterminer la résistance équivalente, on éloigne le conducteur et l'on introduit dans le système secondaire une résistance progressive, jusqu'à ce que la déviation α_r tombe à α'. La résistance introduite donne la valeur de la résistance équivalente (*).

76. **Généralités sur les mesures d'amortissement.** — *a.* Les relations de 72 et de 74 supposent, entre les systèmes primaire et secondaire, un couplage suffisamment lâche pour qu'il n'y ait pas de réaction sensible.

On peut vérifier de la manière suivante qu'il en est bien ainsi. On

Fig. 108.



construit un circuit à condensateur (III, *fig.* 108) ayant à peu près les

(*) L'exactitude de ces mesures peut être rendue très grande en employant l'excitation par impulsion (59) ([63]).

mêmes dimensions que le système secondaire. On le couple avec le système primaire dans les mêmes conditions que l'est le secondaire. Si cette addition ne change pas l'effet du courant pour la résonance dans le système secondaire, c'est qu'il n'y a pas de réaction sensible entre les systèmes secondaire et primaire.

Dans la construction des ondemètres techniques on a fait primer la commodité d'emploi sur la réalisation de cette condition; aussi ce sont des instruments de mesure peu précis. Les valeurs qu'ils donnent, aussi bien pour $\vartheta_1 + \vartheta_2$ (72) que pour ϑ_2 (74), sont en général trop fortes; l'erreur peut atteindre 30 pour 100 ([67]). Elle peut être abaissée d'autant plus que l'amplitude du courant dans le système primaire est plus forte, ce qui permet d'obtenir une indication suffisante de l'instrument de mesure avec un couplage d'autant plus lâche.

b. Quoique la méthode simplifiée de 72 *a*, 4° soit très pratique, il est cependant vivement recommandé de déterminer et de dessiner la courbe de résonance tout entière. On obtient ainsi non seulement une détermination plus exacte du décrément et de la fréquence, mais encore, par la forme de la courbe de résonance, une vérification de l'existence des relations simples supposées pour le calcul du décrément.

c. L'interrupteur du courant primaire de la bobine d'induction doit fonctionner très régulièrement. On recommande l'interrupteur turbine à jet de mercure tournant de la Compagnie générale d'Électricité. On peut employer avec succès de fortes machines à influence, à la place de bobines d'induction, à condition que la capacité des condensateurs ne soit pas trop élevée.

La succession des étincelles doit être très lente. Lorsqu'on emploie comme éclateur des boules métalliques ou des plaques à l'air libre, le courant primaire doit être suffisamment faible pour qu'il ne se produise en aucun cas d'étincelles partielles, sinon les indications obtenues seraient tout à fait irrégulières.

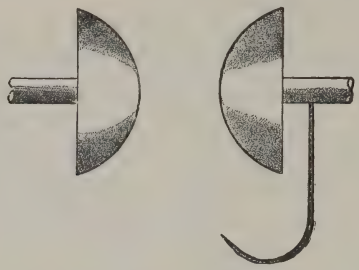
Si l'on emploie comme éclateur une lampe à mercure dans laquelle on a fait le vide, ou un éclateur métallique dans l'hydrogène, on peut dans certaines circonstances avoir un assez grand nombre d'étincelles partielles sans qu'il se produise trop d'irrégularités ([68]). On peut ainsi augmenter notablement l'effet du courant.

d. L'emploi d'éclateurs en laiton ou en cuivre rend la décharge irrégulière; le zinc, l'étain et l'aluminium sont les métaux préférables.

La forme des électrodes de l'éclateur n'est pas non plus sans influence sur la régularité des oscillations, suivant que ce sont des plaques ou des boules et suivant le rayon de ces boules. La meilleure forme diffère suivant l'amplitude de la tension et du courant (longueur d'étincelle et capacité); on la détermine par l'expérience.

e. La régularité des étincelles peut être notablement augmentée en fixant une pointe (fil pointu) à l'une des électrodes de l'éclateur, comme le montre la figure 109. On peut choisir la distance de la pointe, de telle

Fig. 109.



sorte qu'elle permette un établissement très régulier des étincelles, sans pourtant changer d'une manière sensible l'amplitude de la tension [W. Eickhoff ([69])].

f. Les fils de l'enroulement secondaire de la bobine d'induction doivent être fixés directement sur l'éclateur (aux points F_1 et F_2 dans la figure 2 et non pas aux points A et B), sinon l'amortissement du système primaire pourrait être augmenté dans certaines circonstances.

g. Quand on emploie dans le circuit indicateur un galvanomètre à miroir et à bobine tournante, il est en général nécessaire de mettre cette bobine à la terre. Si on ne le fait pas, la bobine peut acquérir une charge électrique, qui la ferait réagir comme l'aiguille d'un électromètre à quadrants.

III. — Utilisation de la résonance pour l'étude des condensateurs.

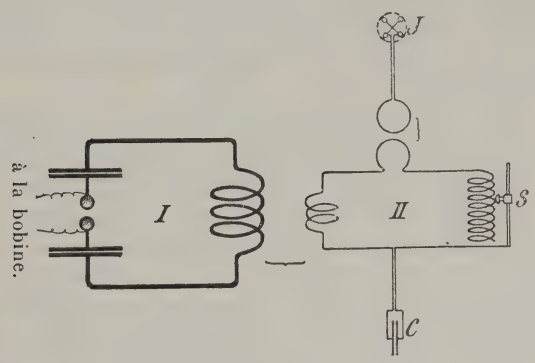
77. **Détermination du facteur de fréquence.** — Le dispositif suivant est des plus simples. On établit un système primaire (circuit à condensateur I de la figure 110), possédant la fréquence pour laquelle on doit déterminer le facteur de fréquence. On ferme sur le condensateur C à étudier un conducteur contenant une bobine à self-induction variable ; cette bobine permet de mettre le circuit à condensateur II en résonance avec le système primaire. On remplace ensuite le condensateur C par un condensateur à air variable étalonné, qu'on règle de manière que le circuit à condensateur II soit de nouveau en résonance avec le système primaire. La capacité $\mathfrak{C}$ du condensateur étudié est égale à celle C_1 du condensateur à air à la position de résonance. Si l'on détermine par ailleurs la capacité C du condensateur étudié pour une charge statique

(*voir* premier nota de 68), on en tire

$$\frac{\mathfrak{C}}{C} = \mathfrak{f},$$

$\mathfrak{f}$ est le facteur de fréquence pour la fréquence considérée. La méthode se plie facilement aux nécessités de chaque cas particulier. Le point

Fig. 110.



essentiel est de remplacer la capacité inconnue par un condensateur à air, dont la capacité est indépendante de la fréquence (7 *a*), et de se servir de la résonance.

Dans la pratique, il est important de prendre le coefficient de self-induction du conducteur II suffisamment élevé, pour que de faibles changements dans les connexions du condensateur, occasionnés par les formes diverses du condensateur en expérience et du condensateur à air, ainsi que les courants dans les armatures du condensateur, n'influent pas d'une manière sensible sur la fréquence.

Si l'on doit comparer les facteurs de fréquence de plusieurs condensateurs à diélectriques différents, il faut faire la détermination pour une même amplitude de l'intensité du champ électrique dans l'isolant (c'est-à-dire pour une même charge), car il n'est pas démontré que le facteur de fréquence ne dépende pas de ce champ.

78. **Absorption d'énergie par hystérésis diélectrique.** — *a*. Le dispositif est celui de la figure 110. Le système secondaire II contenant le condensateur à étudier est mis en résonance avec le système primaire ; soit α' la déviation de l'instrument de mesure du circuit indicateur. On remplace ensuite le condensateur C par un condensateur à air variable qu'on règle de manière à produire de nouveau la résonance ; soit α_r la déviation correspondante de l'instrument de mesure. On en déduit

l'accroissement δ', que subit le décrément du système secondaire du fait de l'absorption d'énergie dans le condensateur C, par la formule (2) de 74 ; cette absorption d'énergie caractérise l'isolant considéré (15).

b. Pour la comparaison de différents condensateurs, il peut être plus simple de déterminer par substitution ([17]) la résistance équivalente du condensateur (75 *b*). Dans ce but, après avoir remplacé le condensateur C par le condensateur variable et rétabli la résonance, on introduit dans le système secondaire autant de résistance qu'il est nécessaire pour ramener à α' la déviation de l'instrument de mesure. La résistance R', nécessaire pour obtenir ce résultat, est la résistance équivalente du condensateur.

c. Dans l'application de cette méthode, qu'on peut modifier dans les sens les plus divers, il faut surtout éviter les courants parasites dans les armatures du condensateur. Leur influence peut fausser complètement les résultats. Un moyen de contrôle, qui n'est pratique que pour les condensateurs à plaques, consiste à donner au condensateur diverses orientations, ou encore à prendre comme armatures du condensateur tout d'abord des plaques de zinc et ensuite des plaques de cuivre de même épaisseur. S'il ne se produit aucun changement dans la déviation, on peut en général avoir l'assurance que les courants parasites n'ont pas d'influence notable.

d. Lorsqu'on veut comparer l'absorption d'énergie dans les divers diélectriques, il est nécessaire de réaliser la même amplitude de champ électrique dans l'isolant (c'est-à-dire la même charge), car l'absorption d'énergie peut dépendre de cette amplitude. Ce n'est que dans ces conditions que les valeurs déterminées pour la même fréquence sont entièrement comparables.

79. **Effluves des condensateurs** ([70]). — *a*. Dans la figure 111, la courbe *a* représente la courbe de résonance d'un circuit à condensateur dans lequel les condensateurs n'émettent pas d'effluves ; la courbe *b* représente la courbe de résonance du même circuit avec de très fortes effluves des condensateurs. La différence entre les deux courbes porte sur deux points :

1° La courbe *b* est dissymétrique, elle tombe moins brusquement du côté des faibles fréquences que du côté des fortes fréquences, alors que la courbe *a* est symétrique des deux côtés ([71]) ;

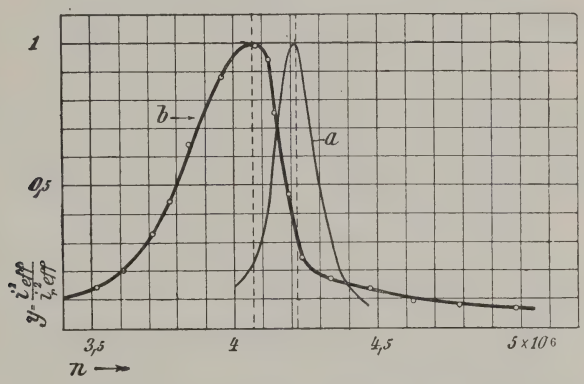
2° Le point pour lequel l'effet du courant est maximum (point de résonance) est dévié du côté des basses fréquences.

Ces deux faits caractérisent les condensateurs ayant des effluves.

b. Les explications qu'on peut donner de ces phénomènes sont les suivantes : par suite des effluves (voir *fig.* 21, *a* et *b*), la partie qui ne forme pas armature du condensateur reçoit une charge, la capacité du conden-

sateur est augmentée de ce fait et par suite la fréquence du circuit à condensateur est diminuée. La diminution de la fréquence ne présentera pas toutefois le même caractère que si l'on avait associé en quantité les armatures d'un second condensateur par des connexions métalliques. L'armature est reliée conductivement à la partie qui ne forme pas armature par de petites étincelles (précisément les effluves), qui se produisent irrégulièrement çà et là. Par suite, suivant le moment, une portion plus ou moins grande de la charge de la partie qui ne forme pas armature participe à l'oscillation. La grandeur variable de cette capacité parasite et sa liaison irrégulière avec les armatures du conden-

Fig. 111.



sateur feront osciller la fréquence de sa valeur maxima, corrrespondant à la capacité des armatures seules, à une valeur plus basse (*).

Si donc on fait agir un tel circuit à condensateur sur un circuit de résonance, et qu'on fasse varier la fréquence de ce dernier en partant des valeurs les plus élevées pour arriver aux valeurs les plus faibles, l'effet du courant croîtra relativement vite lorsqu'on s'approchera de la fréquence maxima du circuit à condensateur primaire. Mais cet effet conservera une valeur relativement élevée, tant qu'on se trouvera dans la région qui limite les flottements de la fréquence du circuit primaire. La conséquence en est un élargissement de la courbe de résonance dans la direction des basses fréquences.

c. L'élargissement de la courbe de résonance diminue beaucoup l'acuité de la résonance; cette diminution est causée en première ligne par l'irrégularité de la fréquence. Elle peut être beaucoup plus grave

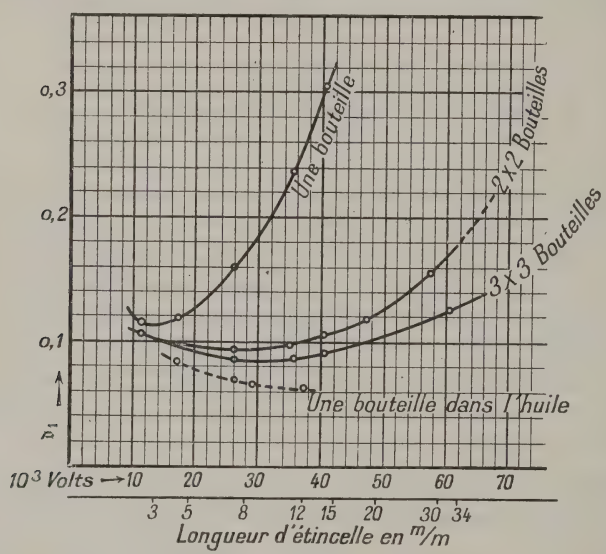
(*) Il se produit encore souvent, en même temps que des irrégularités dans la fréquence, des perturbations dans l'amplitude initiale et une décroissance irrégulière de l'amplitude au cours d'une oscillation unique.

que celle provenant des pertes d'énergie dont il a déjà été question.

Pour avoir une valeur numérique du dommage subi par l'acuité de la résonance du fait des effluves, on peut appliquer aux courbes de résonance les relations de 72 et en tirer $\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2$. Comme on peut connaître le décrément $\mathfrak{d}_2$ du circuit de mesure, on a la grandeur $\mathfrak{d}_1$. On peut alors considérer $\mathfrak{d}_1$ comme étant le décrément d'un circuit à condensateur sans effluves ayant la même acuité de résonance (*).

La figure 112 donne les résultats de mesures de cette espèce. Les trois

Fig. 112.



courbes continues montrent la variation de $\mathfrak{d}_1$ en fonction de l'amplitude de la tension, pour trois circuits à condensateur ayant le même conducteur. Dans l'un, la capacité se composait d'une bouteille de Leyde; dans le second, de 2×2 bouteilles de Leyde disposées comme dans la figure 10; dans le troisième, de 3×3 bouteilles avec le dispositif de la figure 11 (**). Dans le premier cas, il règne entre les armatures de condensateur la totalité de l'amplitude de la tension, la moitié dans le second cas et le tiers dans le troisième. Les effluves les plus fortes se produisent donc dans le premier cas et les plus faibles dans le dernier.

La courbe supérieure montre quelle influence fâcheuse ont les effluves

(*) Cela n'a donc rien à voir avec la chute réelle de l'amplitude dans le circuit à condensateur à effluves.

(**) Les bouteilles avaient toutes à peu près la même capacité; la capacité effective des trois circuits à condensateur était donc à peu près la même.

sur l'acuité de la résonance. Une comparaison des trois courbes prouve que cette influence néfaste peut être efficacement combattue par l'emploi de condensateurs disposés en batterie.

d. D'autre part, le dispositif en batterie présente une singulière complication et l'on peut désirer combattre les effluves d'une manière plus simple. Un moyen consiste à plonger les condensateurs, ou tout au moins le bord de leurs armatures, dans l'huile. La courbe en traits de la figure 112 montre que ce procédé de combattre les effluves est efficace. Seulement c'est un moyen hasardeux ([72]) : les condensateurs seront à peu près sûrement crevés, si les tensions ne sont pas relativement faibles (*) Quelque mauvaises que soient les effluves, elles ont cependant l'avantage d'être une garantie contre le percement des condensateurs.

e. On peut tirer de ces faits les importantes conséquences pratiques suivantes :

1° Le déplacement du point de résonance (*a* 2°) dépend, toutes choses égales d'ailleurs, de l'amplitude de la tension et, d'après les recherches faites, il est proportionnel à celle-ci. Avec des systèmes primaires pour lesquels les effluves n'ont pu être totalement évitées, l'accord avec le système secondaire doit être fait pour la tension à laquelle les systèmes seront ensuite utilisés ;

2° L'influence des effluves est, toutes choses égales d'ailleurs, d'autant plus grande pour les condensateurs cylindriques que leur diamètre est grand relativement à leur hauteur. Il est, sous ce rapport, plus avantageux d'employer des bouteilles longues et étroites, que des bouteilles courtes et larges.

IV. — Utilisation des courbes de résonance pour l'étude des systèmes couplés (J. Zenneck, C. Fischer, M. Wien) ([73]).

80. Détermination de la fréquence, du décrément et du degré de couplage. — Lorsqu'on fait agir sur un circuit de mesure les oscillations de systèmes couplés accordés (55 et suivants), on obtient, pour un couplage assez serré des deux systèmes, des courbes de résonance du genre de celle de la figure 113. On peut appliquer intégralement les relations de 65 et de 72 aux deux parties en lesquelles se décompose la courbe de résonance. On obtient ainsi les décréments δ^{I} et δ^{II}, les fréquences N^{I} et N^{II}, les longueurs d'onde λ^{I} et λ^{II}. Le degré de couplage K' s'obtient

(*) Avec les meilleures bouteilles en flint de 5^{mm} d'épaisseur la limite extrême est de 30 000 volts (distance explosive de 1^{cm}).

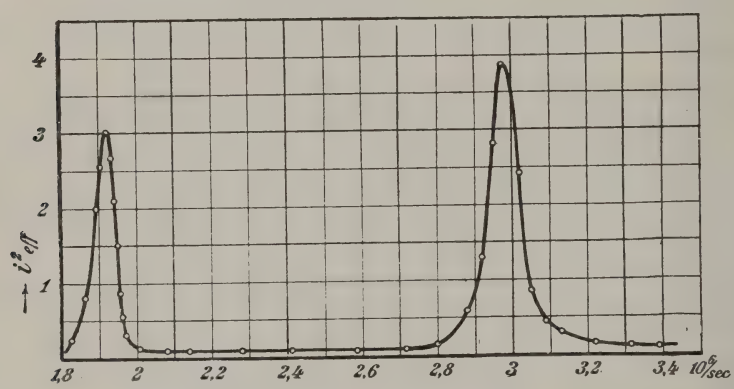
par les relations

$$K' = \frac{1 - \left(\frac{N^{II}}{N^{I}}\right)^2}{1 + \left(\frac{N^{II}}{N^{I}}\right)^2} = 1 - \left(\frac{N}{N^{I}}\right)^2 = \left(\frac{N}{N^{II}}\right)^2 - 1$$

$$= \frac{1 - \left(\frac{\lambda^{I}}{\lambda^{II}}\right)^2}{1 + \left(\frac{\lambda^{I}}{\lambda^{II}}\right)^2} = 1 - \left(\frac{\lambda^{I}}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{\lambda^{II}}{\lambda}\right)^2 - 1,$$

N ou λ représentant la fréquence ou la longueur d'onde commune aux

Fig. 113.



Alternance du circuit de mesure.

deux systèmes avant le couplage. Si le couplage n'est pas très serré, on peut employer la relation plus simple

$$K' = \frac{\lambda^{II} - \lambda^{I}}{\lambda}.$$

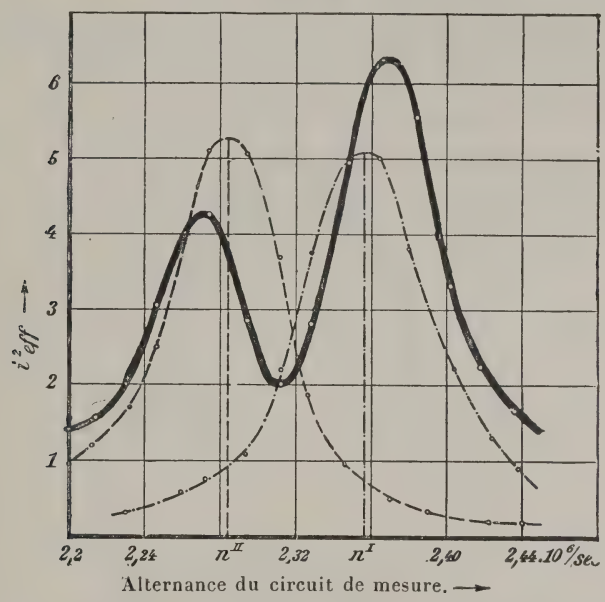
La Table X donne le degré de couplage K′ pour les différents rapports de fréquences.

Les relations sont différentes pour un couplage moins serré. Les courbes de résonance ont alors la forme de la courbe en trait fort de la figure 114, c'est-à-dire que les sommets des courbes ne correspondent pas en général à des fréquences identiques aux fréquences des deux oscillations. On ne peut pas déduire les alternances n^{I} et n^{II}, ou les fréquences N^{I} et N^{II}, ou les longueurs d'onde λ^{I} et λ^{II}, de la position des sommets. Les décréments eux-mêmes ne peuvent pas se déduire par le procédé donné dans 72. On a alors recours à la méthode suivante ([74]) :

a. La méthode est basée sur le fait, établi à 58 *b*, qu'en considérant

les oscillations de même fréquence, i_1^{I} et i_2^{I} étaient de même phase, alors que i_1^{II} et i_2^{II} différaient de 180° dans la phase. Ceci permet d'éliminer

Fig. 114.



l'action d'une des paires sur le circuit de mesure et de ne faire agir sur ce dernier que l'autre paire.

b. Le dispositif est représenté schématiquement par la figure 115. Soient deux petits fils circulaires K_1 et K_2, intercalés dans les systèmes primaire et secondaire, et deux cercles semblables M_1 et M_2, intercalés dans le circuit de mesure (III); on suppose que K_1 ne puisse induire que sur M_1 et K_2 que sur M_2.

Ce qui a été démontré pour le courant est applicable également à la phase des forces électromotrices $\mathcal{E}$, qui sont induites par les quatre oscillations dans le circuit de mesure. $\mathcal{E}_1^{I}$ et $\mathcal{E}_2^{I}$ sont sensiblement de même phase et $\mathcal{E}_1^{II}$ et $\mathcal{E}_2^{II}$ diffèrent de 180° dans la phase Les deux premières se renforcent donc et les deux dernières s'affaiblissent.

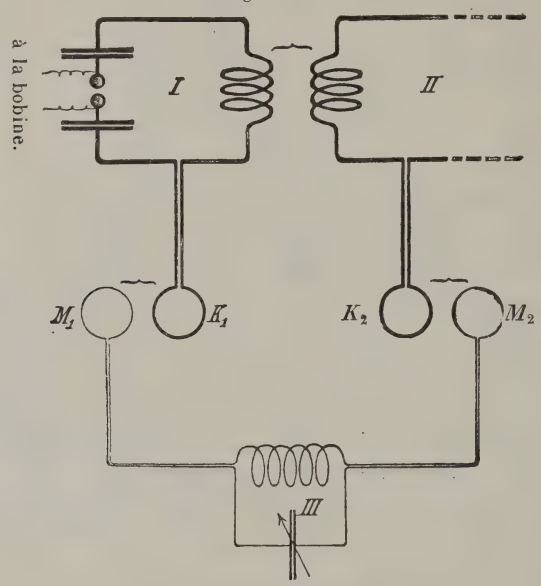
Les amplitudes de ces forces électromotrices dépendent, en outre des amplitudes des courants i_1^{I}, i_2^{I}, i_1^{II}, i_2^{II}, de la distance des cercles $K_1 M_1$ et $K_2 M_2$. Si l'on règle cette distance de manière que les amplitudes de $\mathcal{E}_1^{II}$ et $\mathcal{E}_2^{II}$ soient égales, $\mathcal{E}_1^{II}$ et $\mathcal{E}_2^{II}$ se détruiront complètement.

Le résultat est donc le suivant : l'oscillation II (fréquence N^{II}) ne produit aucune action sur le circuit de mesure ; les relations pour ce circuit seront les mêmes que s'il n'existait qu'une oscillation unique de

fréquence N^I et de décrément ϑ^I. Si donc on relève la courbe de résonance, on n'obtient que la courbe de résonance de cette oscillation et l'on en déduit de la manière connue l'alternance n^I (ou la fréquence N^I ou la longueur d'onde λ^I) et le décrément ϑ^I.

Au contraire, pour supprimer l'action de l'oscillation I et faire agir exclusivement l'oscillation II, il suffit de faire tourner de 180° le

Fig. 115.



cercle M_1 (ou encore M_2) et de continuer l'expérience comme précédemment ; $\mathcal{E}_1^I$ et $\mathcal{E}_2^I$ se détruisent, $\mathcal{E}_1^{II}$ et $\mathcal{E}_2^{II}$ se renforcent.

c. Pour faire une mesure, on procédera donc de la manière suivante : on relève tout d'abord une courbe de résonance, qui en général présente deux maxima. On fait ensuite varier la distance entre M_1 et K_1 (ou entre M_2 et K_2), jusqu'à ce qu'il ne subsiste qu'un seul maximum dans la courbe de résonance et que toute trace du second ait disparu : la courbe de résonance est alors la courbe de résonance normale de l'une des oscillations. On fait ensuite tourner M_1 de 180° ; il ne restera plus qu'un vestige du maximum précédent, on le fera complètement disparaître en règlant la distance entre M_1 et K_1 (ou entre M_2 et K_2). La courbe que l'on obtient alors est la courbe de résonance de la deuxième oscillation.

Les courbes en traits et en traits et points de la figure 114 ont été obtenues de cette manière. Ce sont les courbes de résonance normales des deux oscillations, elles donnent les fréquences N^I et N^{II}, les décréments ϑ^I et ϑ^{II} et le degré de couplage K'.

d. Dans la pratique, les cercles K_1 et K_2 peuvent être supprimés ; on laisse les systèmes primaire et secondaire, tels qu'ils sont, induire sur les cercles M_1 et M_2 ; ces derniers sont conservés, car ils facilitent beaucoup la tâche. Il faut en outre prendre les précautions suivantes :

1° Le déplacement de M_1 (ou de M_2) ne doit pas faire varier le coefficient de self-induction du circuit de mesure. On y parvient en prenant des fils juxtaposés pour relier M_1 et M_2 à la partie principale du circuit de mesure ;

2° Dans les mesures de précision, il est de toute importance, pour le relevé de la courbe de résonance de l'une des oscillations, que l'action de l'autre oscillation sur le circuit de mesure soit complètement éliminée. On y parvient de la manière suivante : s'il s'agit d'éliminer l'oscillation II par exemple, on déterminera par la méthode ci-dessus une valeur provisoire de N^{II}, puis on réglera le circuit de mesure de manière qu'il donne cette fréquence; on amènera ensuite les cercles M_1 et K_1 à une position telle que les forces électromotrices $\mathcal{E}_1^{II}$ et $\mathcal{E}_2^{II}$ se renforcent et que l'effet du courant dans le circuit de mesure soit aussi grand que possible. On fera ensuite tourner M_1 de 180° : l'action de l'oscillation II sera alors éliminée beaucoup plus complètement que précédemment (*).

81. Couplage serré de systèmes accordés. Effet du courant dans un troisième système. — Soit un système secondaire en couplage serré avec un système primaire et accordé avec lui ; on fait induire ce système secondaire en couplage très lâche sur un troisième système (circuit de mesure). Deux questions intéressantes se posent :

1° Comment l'effet total du courant dans le troisième système dépend-il de la fréquence de ce système ?

2° En supposant que le troisième système soit accordé sur une des oscillations du système secondaire, comment l'effet du courant dans ce troisième système dépend-il du couplage entre les systèmes primaire et secondaire ?

a. La première question est immédiatement solutionnée en se reportant à ce qui a été dit à 80. La courbe tracée en trait fort dans la figure 114 représente l'effet du courant dans le troisième système en fonction de la fréquence de ce système. Une comparaison avec les courbes en traits et en traits et points (courbes de résonance des oscilla-

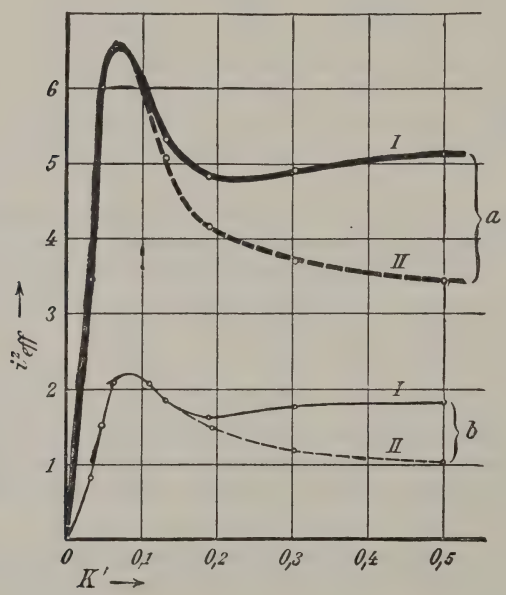
(*) Cette mesure de précaution est nécessaire, car la déviation des instruments de mesure, qui peuvent être employés dans ce but, dépend de la valeur moyenne du carré de la force du courant. Or si l'action de l'oscillation II n'est pas suffisante pour produire à la partie inférieure de la courbe de résonance de l'oscillation I une trace d'un second maximum, elle peut néanmoins influencer fortement la marche de la courbe de résonance à sa partie supérieure.

tions séparées) montre que le maximum de l'effet du courant dans le troisième système ne se produit pas pour une fréquence égale à celle de l'une des oscillations du système secondaire. Le maximum se produit pour l'oscillation la plus lente avec une fréquence un tant soit peu plus faible et pour l'oscillation la plus rapide avec une fréquence un tant soit peu plus grande.

Les courbes de la figure 114 correspondent à un couplage relativement lâche ($K' = 0{,}028$). Plus le couplage est serré, plus les valeurs de l'effet du courant dans le troisième système sont faibles pour les fréquences N^{I} et N^{II} des oscillations du système secondaire.

b. Dans les figures 116, 117 et 118, on donne quelques courbes représentant l'effet du courant dans le troisième système en fonction du cou-

Fig. 116.



plage des systèmes primaire et secondaire, le troisième système étant d'abord accordé sur l'oscillation la plus rapide (I) et ensuite sur l'oscillation la plus lente (II). Ces courbes montrent (*) :

(*) Fig. 116 : $C_1 = C_2 = 0{,}85 . 10^{-3}$ MF, $L_1 = L_2 = 22\,000^{cm}$, $\vartheta_1 = 0{,}11$;

(*a*) $\begin{cases} \vartheta_2 = 0{,}14, \\ \vartheta_3 = 0{,}10; \end{cases}$ (*b*) $\begin{cases} \vartheta_2 = 0{,}20, \\ \vartheta_3 = 0{,}20. \end{cases}$

1° Dans tous les cas, il y a pour les deux oscillations un maximum prononcé de l'effet du courant pour un couplage relativement lâche. Ce maximum est, toutes choses égales d'ailleurs, d'autant plus accusé que l'amortissement des deuxième et troisième systèmes est plus faible;

2° Jusqu'à ce maximum, on ne remarque pas de différence entre l'oscillation la plus rapide (I) et l'oscillation la plus lente (II). Mais si l'on force le couplage au-dessus de ce maximum, l'oscillation la plus

Fig. 117.

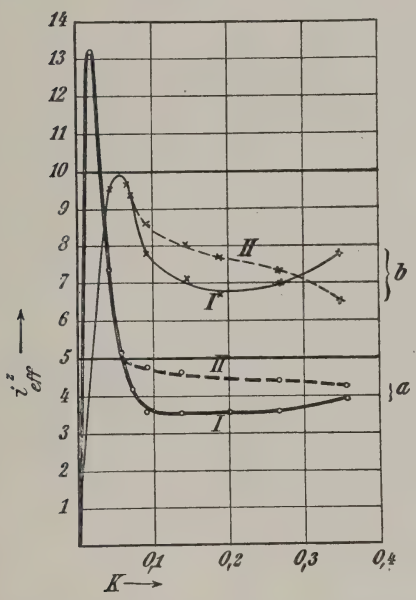
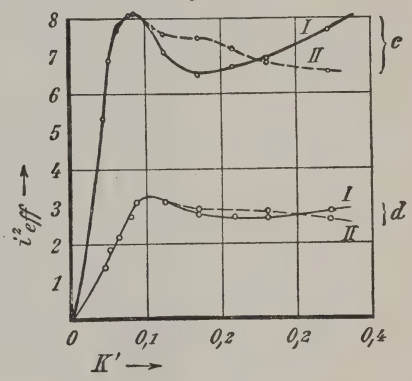


Fig. 118.



rapide (I) peut, dans certaines conditions, produire un effet de courant très sensiblement plus élevé que celui produit par l'oscillation la plus lente.

Fig. 117 et 118 :

$C_1 = 5,29.10^{-3}$ MF, $L_1 = 6\,230^{cm}$, $\vartheta_1 = 0,15$,

$C_2 = 0,45.10^{-3}$ MF, $L_2 = 73\,000^{cm}$,

Fig. 117 *a* : $\vartheta_2 = 0,034$, $\vartheta_3 = 0,031$; Fig. 117 *b* : $\vartheta_2 = 0,10$, $\vartheta_3 = 0,10$.

Fig. 118 *c* : $\vartheta_2 = 0,21$, $\vartheta_3 = 0,20$; Fig. 118 *d* : $\vartheta_2 = 0,37$, $\vartheta_3 = 0,31$.

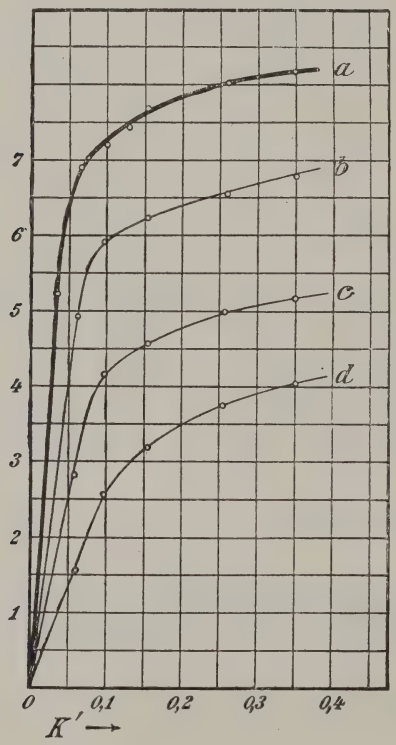
Les courbes de la figure 119 correspondent aux courbes portant les mêmes lettres dans les figures 117 et 118.

La longueur d'étincelle dans le système primaire est d'environ 6^{mm}.

Les courbes des figures 116, 117 et 118 se rapportent au cas où le système primaire renferme un éclateur. Le résultat 2° n'est valable que dans ce cas. Lorsque le système primaire est sans étincelle, il résulte de la théorie que l'effet du courant des deux oscillations doit être le même.

c. Dans maintes questions, il est intéressant de comparer l'effet du courant dans un troisième système accordé à l'effet total du courant dans le système secondaire. Il est donné en fonction du degré de couplage par les courbes de la figure 119, pour les mêmes systèmes que ceux auxquels

Fig. 119.



se rapportent les figures 117 et 118 : l'effet du courant croît très rapidement au début avec le degré de couplage, puis, à partir d'un certain degré de couplage, il ne croît plus que très lentement.

82. **Couplage de systèmes désaccordés. Effet du courant dans un troisième système** [M. Wien ([75])]. — Les relations varient quelque peu, si avant le couplage les systèmes primaire et secondaire n'ont pas exactement la même fréquence et sont légèrement désaccordés.

a. La théorie donne pour des systèmes sans étincelle le résultat suivant : si les décréments δ_1 et δ_2 des systèmes primaire et secondaire sont différents avant le couplage, on peut, grâce au désaccord des deux systèmes, obtenir pour l'une des deux oscillations un effet du courant plus grand que si les systèmes primaire et secondaire étaient accordés.

1° Si $\delta_1 < \delta_2$, on obtient un renforcement de l'effet du courant pour l'oscillation de plus haute fréquence (I), lorsque le système primaire possède une fréquence plus élevée que le système secondaire. Dans le cas contraire, c'est l'effet du courant de l'oscillation la plus lente (II) qui est renforcé.

2° Si $\delta_1 > \delta_2$, ce qui vient d'être dit pour l'oscillation la plus rapide (I) s'applique à l'oscillation la plus lente et inversement.

Le renforcement de l'effet du courant sera maximum pour un certain degré de désaccord, le degré de désaccord est exprimé sous la forme $\frac{N_1 - N_2}{N_2}$. Toutes choses égales d'ailleurs, ce désaccord doit être d'autant plus grand que la différence entre les décréments δ_1 et δ_2 est plus grande et que le couplage est plus serré. Il ne semble pas qu'on puisse obtenir un renforcement supérieur à 20 pour 100.

b. Les expériences faites jusqu'à ce jour permettent de dire que ces relations subsistent, au moins qualitativement, lorsque le système primaire contient un éclateur. En général, le renforcement est un peu plus faible que dans le cas d'un système primaire sans étincelle et, dans certaines conditions, l'oscillation la plus rapide (I) semble privilégiée.

CHAPITRE VI.

L'ANTENNE.

83. **Généralités.** — Comme dans la télégraphie ordinaire, un établissement de T. S. F. comprend deux stations : la *station émettrice* et la *station réceptrice*. L'ensemble des appareils employés pour l'émission des télégrammes s'appelle *émetteur*, et les appareils correspondants de la station réceptrice constituent le *récepteur*. Chaque station comprend un oscillateur ouvert : le *conducteur aérien*, l'*antenne*. Pendant l'émission, il se produit des oscillations électromagnétiques dans l'antenne et par suite des ondes électromagnétiques sont émises. Ces ondes se propagent dans toutes les directions, en particulier dans la direction de la station réceptrice, et elles produisent dans l'antenne de cette station des oscillations qui actionnent l'appareil récepteur.

Si l'on veut télégraphier un point de l'alphabet Morse, on émettra des ondes électromagnétiques pendant un temps très court ; si l'on veut transmettre un trait, on émettra pendant un temps plus long.

I. — Les différentes sortes d'antennes.

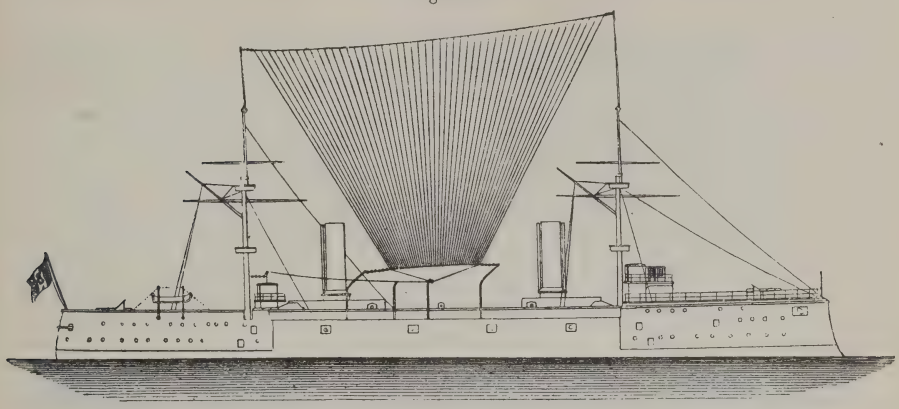
84. **Forme du conducteur aérien.** — *a.* La forme la plus simple d'antenne consiste en un fil vertical maintenu par une suspension isolante : on l'appelle *antenne simple*. Ce n'est pas autre chose qu'un oscillateur linéaire rectiligne.

Dans la pratique, ces antennes simples ne sont utilisées que dans les stations mobiles, on élonge alors le fil d'antenne avec un ballonnet ou un cerf-volant, ce qui nécessite l'emploi de très grandes longueurs de fil.

Une autre sorte d'antenne simple, étudiée avec succès, est l'antenne formée par le jet d'eau ([76]) projeté en l'air par une pompe. Bien que par suite de leur grande résistance ces antennes soient inférieures aux antennes à fils, elles peuvent cependant être utilisées dans certains cas

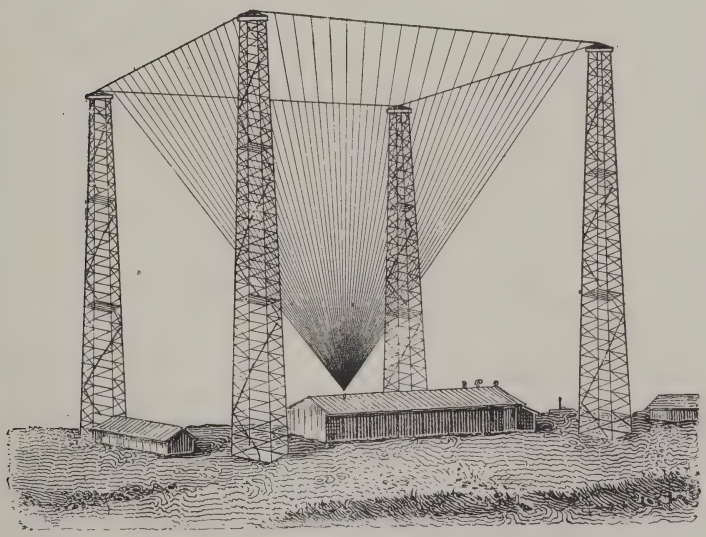
exceptionnels (*) (par exemple dans un fort ou à bord d'un navire de guerre, lorsque le feu ennemi aura détruit les antennes normales).

Fig. 120.



b. En employant un grand nombre de fils voisins de la verticale, on

Fig. 121.



arrive à l'*antenne multiple.* La figure 120 (**) représente l'*antenne en*

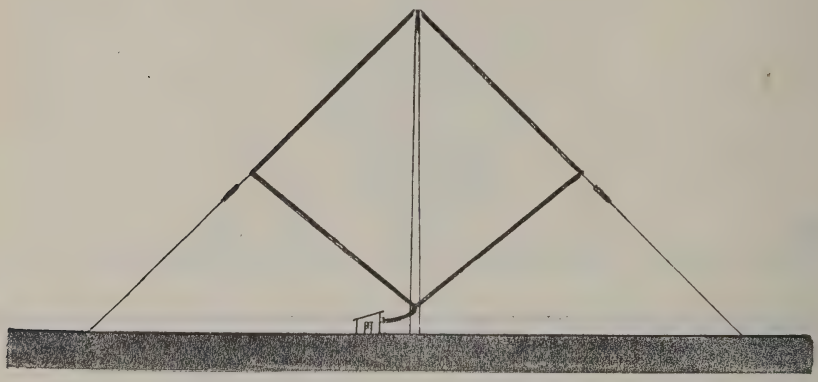
(*) Un appareil qui, avec une antenne à fil de 40^{m} de hauteur, émet à 480^{km} n'a plus, avec une antenne à jet d'eau, qu'une portée de 160^{km}.

(**) Le *Carlo-Alberto* de la Marine royale italienne pour les expériences à grand distance de Marconi en janvier 1902.

harpe et la figure 121 (*) l'*antenne en cône*; la figure 122 représente une section de l'*antenne en double cône*.

c. Blondel ([30]) a proposé le premier l'emploi d'antennes dont l'extré-

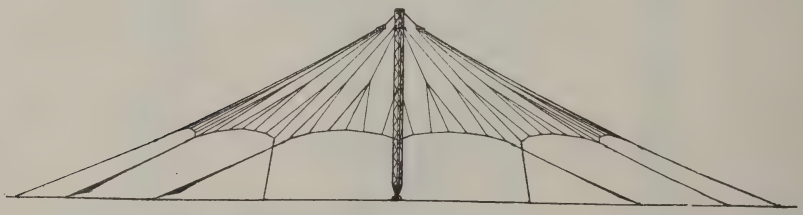
Fig. 122.



mité supérieure avait une très forte capacité, c'est-à-dire des *antennes à capacité terminale renforcée*, et il a clairement montré les avantages de ce dispositif. La forme de la capacité terminale imaginée par lui, un filet carré horizontal métallique, n'est ni très bonne, ni pratique, car quatre pylônes sont nécessaires pour supporter la capacité.

Plus récemment, on a proposé l'*antenne en parapluie*. Elle se compose

Fig. 123.



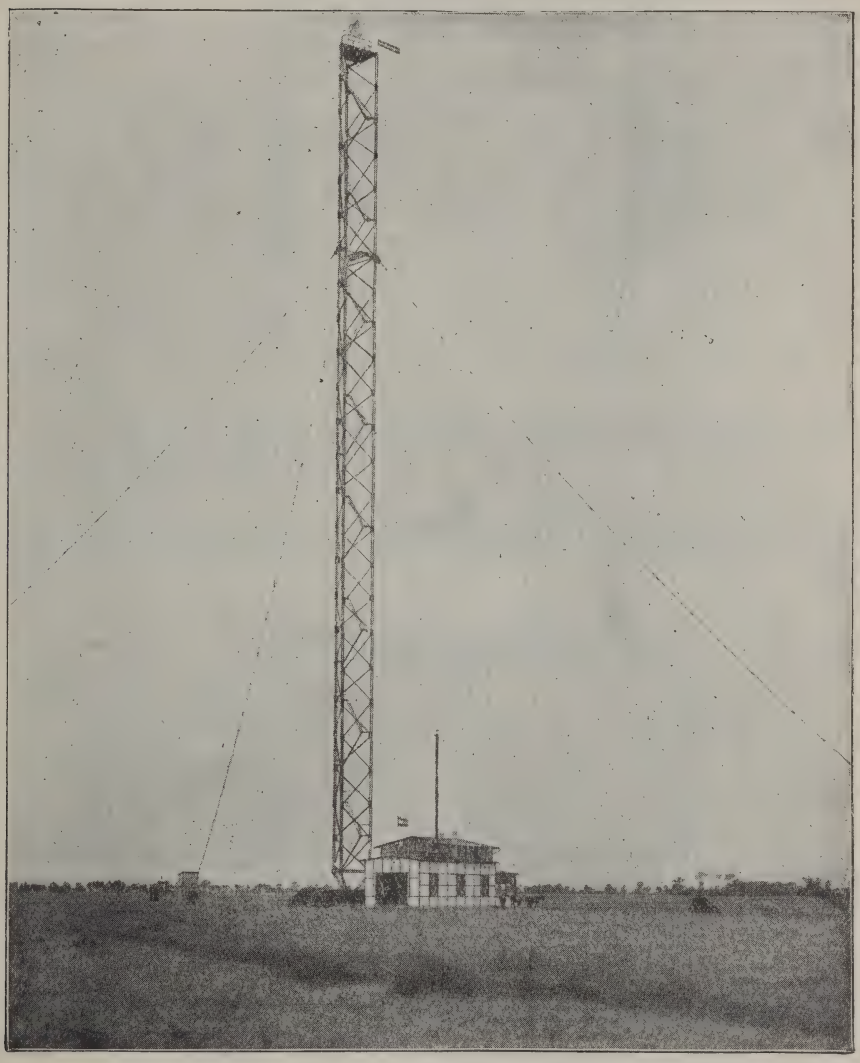
essentiellement d'un fil vertical, ou d'un faisceau de fils, de l'extrémité supérieure duquel rayonnent obliquement des fils qui peuvent aller jusqu'au voisinage du sol (**). La forme donnée par la Compagnie de T. S. F. ([78]) à cette antenne, pour la station de Nauen, est représentée schématiquement par la figure 123. Un pylône de 100^{m} de hauteur, terminé à sa base par une sphère soigneusement isolée du sol, sert d'une part

(*) Station Marconi du Poldhu. Elle peut transmettre depuis longtemps aux paquebots pendant toute leur traversée d'Europe à l'Amérique du Nord (d'après Zammarchi, page 105).

(**) Ce furent O. Lodge et A. Muirhead qui l'employèrent les premiers ([77]).

de support à toute l'antenne et d'autre part forme conducteur vertical ainsi qu'un faisceau de fils cablés auquel il est relié électriquement. Les

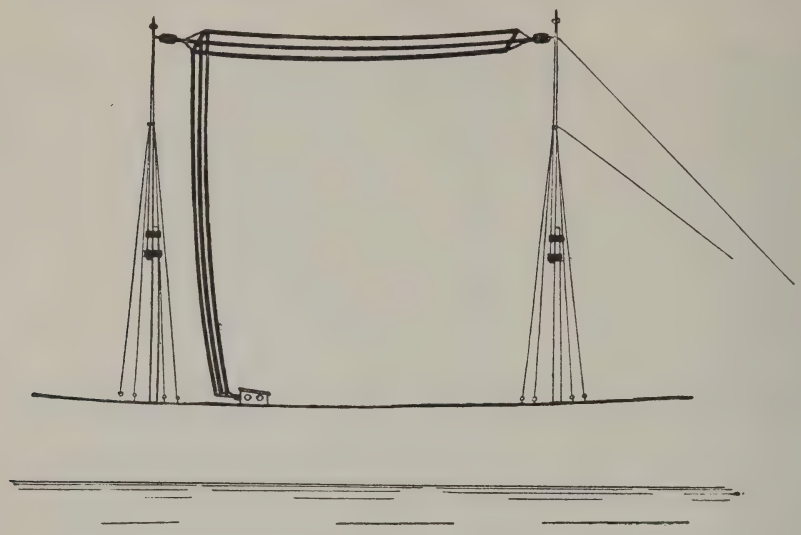
Fig. 124.



fils descendants vont jusqu'à environ 35^{m} du sol. Le pylône est maintenu dans la position verticale par trois haubans, composés d'une série de tiges de fer rond, fortement isolés du sol et se rattachant au pylône à une hauteur de 75^{m} (*fig.* 124).

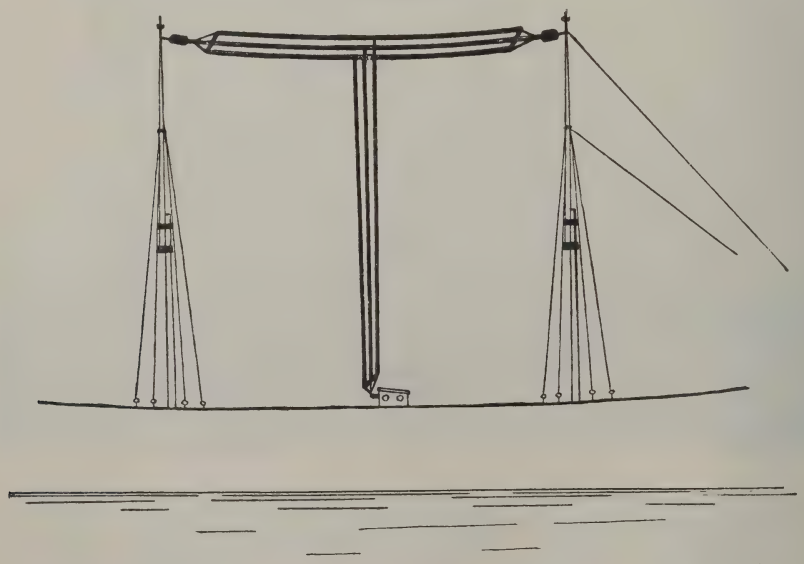
d. On peut jusqu'à un certain point considérer comme antennes à

Fig. 125.



capacité terminale renforcée les antennes composées de fils verticaux

Fig. 126.



prolongés par des fils horizontaux parallèles (*fig.* 125 et 126). Elles con-

viennent particulièrement comme *antennes de bord*, car la partie horizontale peut se développer entre les mâts.

En outre des formes décrites ci-dessus, il y a une série d'autres antennes, qui ont été proposées ou même employées. Elles peuvent toutes se ramener aux deux types indiqués précédemment.

85. **Comparaison des diverses formes de conducteurs aériens.** — *a.* Le fait que, dans tous les cas, la capacité effective des antennes formées de plusieurs fils est plus grande que celle des antennes simples de même hauteur, se conçoit immédiatement. En ce qui concerne le rapport des capacités effectives des diverses antennes, on peut dire d'une manière générale que la capacité effective n'est pas proportionnelle au nombre de fils qui composent l'antenne. Pour un même nombre de fils la capacité est d'autant plus grande :

1° Que la distance entre les fils est plus grande au voisinage du ventre de tension ;

2° Que la distance du ventre de tension à la terre est plus petite.

Pour ces deux raisons, l'antenne en parapluie se distingue des autres par une très grande capacité (*).

b. Par suite de leur plus grande capacité effective, la fréquence de l'oscillation fondamentale de ces antennes est beaucoup plus faible que celle d'une antenne simple de même hauteur ou de même longueur de fil, par suite la longueur d'onde est beaucoup plus grande.

c. Pour la distribution du courant, on admet qu'il y a un ventre de courant au pied de l'antenne, c'est-à-dire qu'elle est reliée à une terre bonne conductrice (35). La distribution du courant dans l'antenne simple est alors représentée dans la figure 43 : à l'extrémité il y a un nœud de courant et la courbe représentative de la distribution du courant est une sinusoïde. Dans les antennes en forme de harpe ou de cône, la courbe de distribution du courant n'est pas une sinusoïde ; elle présente à peu près l'aspect de la courbe en pointillé fort de la figure 127.

Dans les antennes en parapluie, la caractéristique est que le courant s'écoule vers le bas dans les fils descendants alors qu'il s'écoule vers le haut dans les fils verticaux. La courbe de distribution du courant dans la partie verticale affecte à peu près la forme de la courbe en pointillé fort de droite de la figure 128, et dans les fils descendants celle de la courbe en pointillé fort de gauche (**).

d. L'action à distance de ces différentes antennes dépend (27) :

1° De la fréquence (longueur d'onde) de l'oscillation;

(*) L'antenne de la station de Nauen a une capacité effective d'environ 0,018 MF.

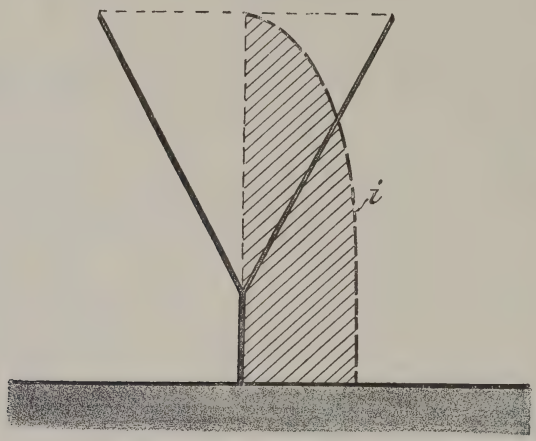
(**) Cette dernière est construite par le procédé indiqué dans 27 *d.*

2° De l'amplitude du courant au ventre de courant (*);

3° De la distribution du courant.

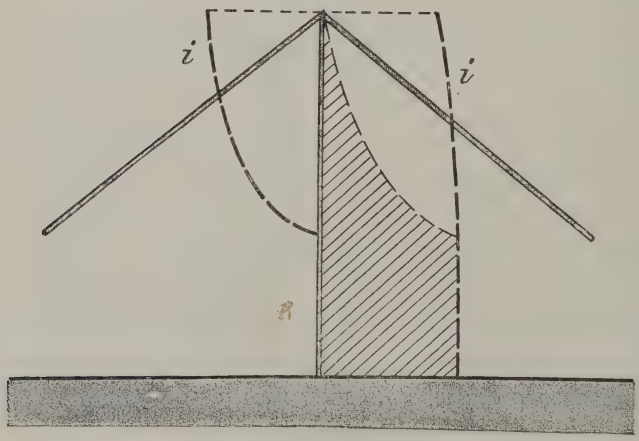
La fréquence plus faible des antennes multiples et des antennes à

Fig. 127.



capacité terminale renforcée, par comparaison avec une antenne simple de même hauteur, est une condition défavorable (**). Cette influence

Fig. 128.



défavorable d'une plus grande capacité effective est néanmoins plus que

(*) Pour une amplitude de tension donnée ou pour le même couplage avec le même système primaire.

(**) Voir toutefois l'absorption par la surface terrestre 121 *e*.

compensée par l'augmentation de l'amplitude du courant au ventre de courant et par une distribution du courant plus favorable à l'action à distance. L'antenne en parapluie est à part: la surface qui est proportionnelle à l'action à distance (hachée dans la figure 128) devient dans ce cas relativement petite, car le courant dans les fils descendants agit en sens inverse du courant dans la partie verticale.

e. La conséquence de l'action à distance relativement faible d'une part et de la capacité relativement grande d'autre part est que le décrément par rayonnement des antennes en parapluie est très faible. Il peut également être plus faible pour les autres antennes à capacité terminale renforcée que pour l'antenne simple de même hauteur. Le décrément par rayonnement des antennes en harpe et en cône et particulièrement des antennes en double cône est en général très sensiblement plus élevé, en supposant qu'il n'ait pas été réduit artificiellement.

86. Action des bobines et des condensateurs dans les antennes. — Pour les antennes simples, les relations se déduisent immédiatement de 32 à 34 ; pour les autres formes d'antennes, ces relations ne sont pas qualitativement différentes.

a. L'introduction de bobines seules abaisse la fréquence, augmente la longueur d'onde (*) ; le ventre de courant sort de l'antenne (voir *fig.* 46) et pour une amplitude de tension donnée l'amplitude de courant diminue. Tous ces effets s'ajoutent pour diminuer le décrément par rayonnement.

L'introduction d'un condensateur seul au pied de l'antenne a une action exactement opposée, car la fréquence augmente, la longueur d'onde diminue (*) et le ventre de courant se déplace en même temps du pied de l'antenne vers le haut (voir *fig.* 44). La distribution du courant devient donc plus favorable à l'action à distance. En ce qui concerne la variation de l'amplitude du courant par rapport à l'amplitude de la tension et les conséquences que cette variation entraîne pour l'action à distance et le décrément par rayonnement, on ne peut rien dire qui soit valable pour toutes les formes d'antennes.

Si l'on introduit une bobine et un condensateur montés en série, ils peuvent être choisis pour chaque antenne de telle sorte que la variation de la longueur d'onde soit évitée et que seul le décrément par rayonnement soit fortement affaibli : *Antennes à amortissement par rayonnement diminué.* (*Voir* 34 *b.*)

(*) On exprime souvent ce fait de la manière suivante : l'antenne est allongée par une bobine et raccourcie par un condensateur. Une autre méthode pour diminuer la fréquence d'une antenne est donnée à 108 *a.*

b. Dans la pratique, ces dispositifs sont utilisés dans les conditions suivantes :

1° On emploie des antennes à amortissement par rayonnement diminué, lorsque l'exigence d'un accord rigoureux nécessite un décrément le plus petit possible; on peut obtenir ainsi des décréments qui ne dépassent pas la valeur 0,1 ;

2° Les bobines offrent un moyen pratique d'accorder une antenne sur une longueur d'onde déterminée. On emploie souvent dans ce but des bobines à contact glissant, permettant l'utilisation d'un plus ou moins grand nombre de spires (*fig.* 129) ; ou bien encore un cylindre de verre ou de porcelaine à rainure hélicoïdale, sur lequel on enroule autant de spires qu'il est nécessaire. On emploie également le dispositif suivant inspiré du rhéostat de Wheatstone : un toron en métal dénudé est enroulé partie sur un cylindre de métal poli, partie sur un cylindre de

Fig. 129.

matière isolante, dans lesquels est entaillée une rainure hélicoïdale ; seule la partie du toron qui se trouve sur le cylindre isolant agit comme bobine; elle peut être augmentée ou diminuée à volonté par la rotation du cylindre.

On peut également obtenir l'accord en intercalant des condensateurs variables dans l'antenne ou dans le conducteur de prise de terre.

3° Dans certains cas, on dispose un condensateur et une bobine que l'on peut intercaler ou retirer séparément de l'antenne ; on peut ainsi avec une même antenne travailler sur des longueurs d'onde très différentes.

II. — La prise de terre.

87. **Mise à la terre et contrepoids électrique. Influence sur la distribution du courant.** — Si une antenne, une antenne simple par exemple, se termine librement à sa partie inférieure, il y a en ce point un nœud de courant. Dans ce cas, il sera très difficile de produire sur l'antenne de fortes oscillations, soit par une charge, soit par couplage avec un circuit primaire (*). Les conditions sont en outre moins favorables. Pour diminuer ces inconvénients, on a recours à deux procédés :

1° La mise à la terre ;

2° Le contrepoids électrique, c'est-à-dire qu'on place à l'extrémité inférieure de l'antenne un filet métallique isolé de la terre et tendu parallèlement à elle.

a. On a donné à 35 les résultats de la mise à la terre ; il se produit un ventre de courant au pied de l'antenne, si la terre a une *très bonne* conductibilité. Ce cas est très simplement réalisé avec les longueurs d'onde de la T. S. F., lorsque les abords immédiats et quelque peu distants du pied de l'antenne sont formés par la mer ou par un sol très humide. Il n'en est plus de même si la station est placée sur un sol très sec, sablonneux ou rocheux par exemple (**), et qu'il n'existe pas de nappe d'eau souterraine ou qu'elle se trouve à une trop grande profondeur. Dans ce cas, le ventre de courant des oscillations propres de l'antenne est d'autant plus élevé au-dessus du pied de l'antenne que la conductibilité du sol est plus mauvaise.

b. L'action du contrepoids électrique sur la distribution du courant dans l'antenne n'est pas essentiellement différente de celle qui résulte de la mise à la terre, elle est à peu près indépendante de la composition du sol. Il faut distinguer trois cas :

1° Le sol est très bon conducteur ;

2° La surface du sol est très mauvaise conductrice, mais on trouve à une faible profondeur une nappe d'eau souterraine bonne conductrice ;

3° Le sol est très mauvais conducteur et la nappe d'eau souterraine n'existe pas, ou est à une très grande profondeur.

On peut admettre que le contrepoids forme un condensateur de capacité assez considérable avec la partie de la surface de la terre située en face de lui dans le premier cas, avec la partie de la nappe d'eau souter-

---

(*) Il faudrait transporter l'éclateur (93 *a*) ou le circuit primaire] (51 *b*) à une hauteur suffisante au-dessus du sol.

(**) On peut admettre que, pour les forces de courant employées dans la technique, le marbre et le schiste sont de bons isolants jusqu'à une tension de plusieurs centaines de volts.

raine située vis-à-vis de lui dans le second cas. On peut donc considérer le cas comme celui d'une antenne mise à la terre dans laquelle on aurait intercalé un condensateur de capacité relativement considérable. La distribution du courant n'est pas changée par l'introduction d'un tel condensateur ; c'est tout au plus si le ventre de courant est légèrement surélevé (32).

Le troisième cas est identique à celui traité dans 31 : un corps conducteur isolé de forte capacité est fixé à l'extrémité de l'antenne.

c. La réalisation technique de la mise à la terre est particulièrement simple à bord, les navires étant presque exclusivement métalliques. Dans la plupart des cas, la liaison est faite en un point quelconque de la coque du bâtiment. Dans les stations à terre, on utilise les deux dispositifs suivants :

1° Une plaque métallique, d'une surface d'environ quelques mètres carrés par exemple, est enfoncée en terre ou immergée dans la nappe d'eau souterraine;

2° Un très grand filet métallique ([79]), de forme circulaire ou quadrangulaire, est élongé sur le sol, il est parfois enfoui en terre (*).

Dans les stations fixes et parfois aussi dans les stations mobiles, on emploie comme contrepoids électrique des filets métalliques de forme circulaire ou quadrangulaire ou des fils métalliques rayonnants, qui sont maintenus isolés par des piquets à environ $0^m,50$ ou 1^m au-dessus du sol. Pour les stations de campagne, le contrepoids est composé d'une longue bande rectangulaire de filet métallique, qui se transporte enroulée et au moment voulu se déroule et se fixe sur des piquets.

88. **Dépense d'énergie par courants telluriques** ([80]). — Le champ électrique aux environs de l'antenne ne s'écoule pas seulement dans l'air, mais en partie aussi dans la terre. Il se produit donc des courants qui consomment de l'énergie. Il n'est pas possible de faire de détermination exacte de la grandeur de cette dépense d'énergie, pour la raison qu'on ne connaît pas exactement le champ électromagnétique dans le voisinage d'une antenne, au-dessus d'un sol mauvais conducteur. Les points de vue auxquels on doit se placer en premier lieu pour la discussion des relations sont les suivants :

a. Dans les figures 130 à 136 (**), on a représenté schématiquement

---

(*) A la station de Nauen, le filet métallique circulaire a un diamètre de 400^m, il est enfoui en terre à une profondeur de $0^m,25$.

(**) Ces figures ne sont pas tracées d'après des calculs exacts, mais d'après des considérations générales; elles n'ont par suite aucune prétention de complète précision. Avec des terrains très mauvais conducteurs, les lignes d'induction électrique dans l'air ne sont pas normales à la surface de la terre, mais sont obliques.

Fig. 130.

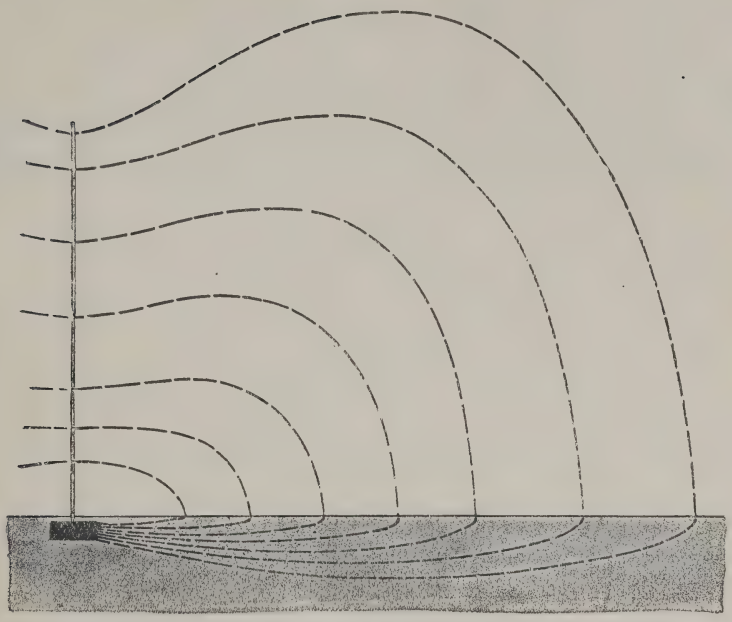
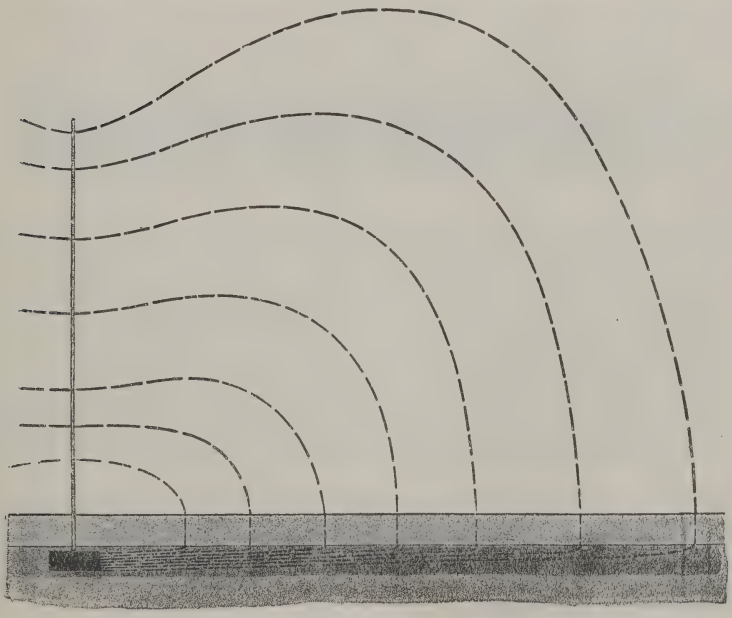
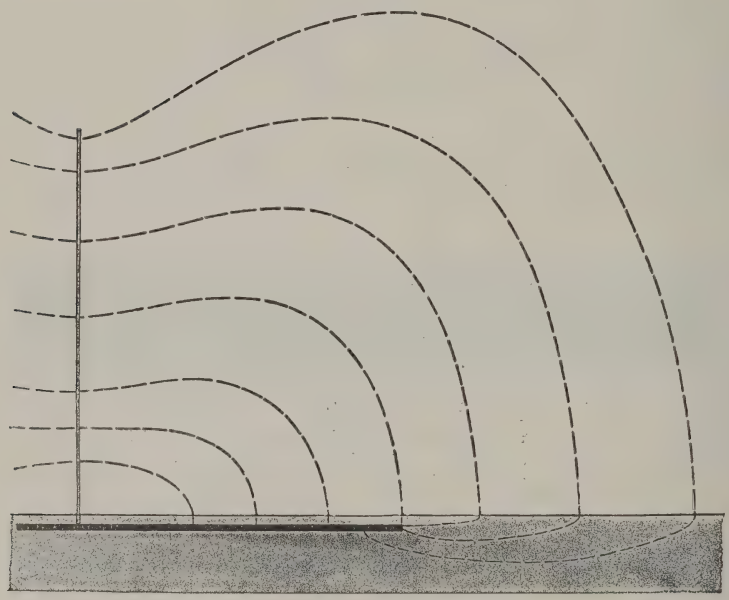


Fig. 131.



une série de cas, en admettant qu'il y ait un ventre de courant au pied de l'antenne. Si l'on compare les cas dans lesquels un filet métallique est employé comme mise à la terre et comme contrepoids électrique (*fig.* 132 et 134, *fig.* 133 et 135), on voit qu'il n'y a aucune différence qualitative dans le trajet des lignes de courant, qu'on emploie le filet comme mise à la terre ou comme contrepoids (*). Mais ces deux cas sont nettement différents de celui où la prise de terre est constituée

Fig. 132.



par une plaque métallique (*fig.* 130 et 131). Dans ce dernier cas, toutes les lignes d'induction électrique vont de l'antenne à la terre et donnent par suite toutes naissance à des lignes de courant dans le sol. Avec les filets métalliques au contraire, une grande partie des lignes d'induction allant de l'antenne au filet courent entièrement ou presque entièrement dans l'air sans aucune dépense d'énergie (**). Seule la partie des lignes d'induction qui rencontre la terre en dehors du filet provoque des lignes de courant dans le sol. A ce point de vue, les filets métalliques sont pré-

(*) Il existe toutefois des différences quantitatives.

(**) A condition de négliger les courants dans le filet et, lorsque le filet est enfoui, les courants entre le filet et la surface du sol, ainsi que le développement de chaleur qu'ils produisent.

Fig. 133.

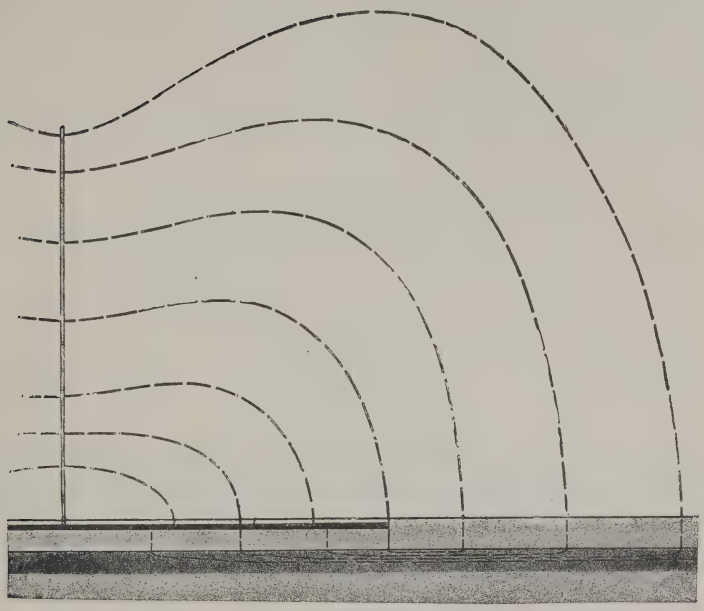
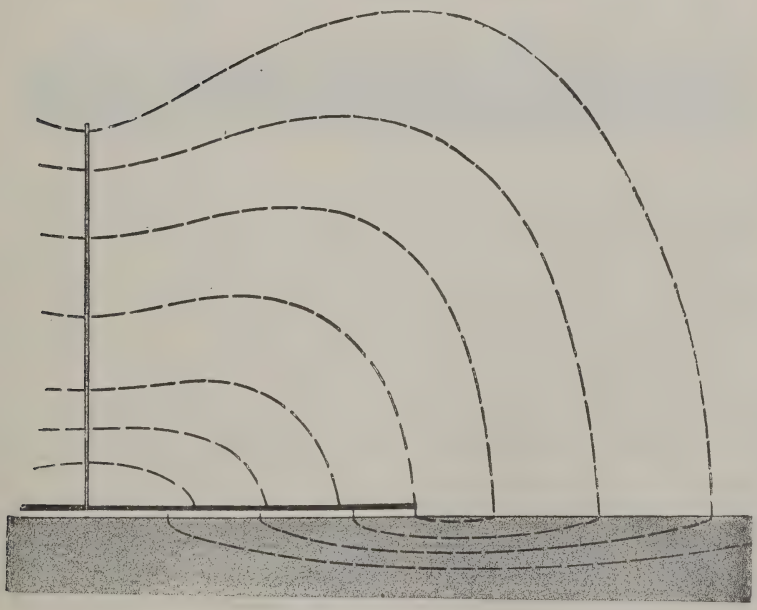


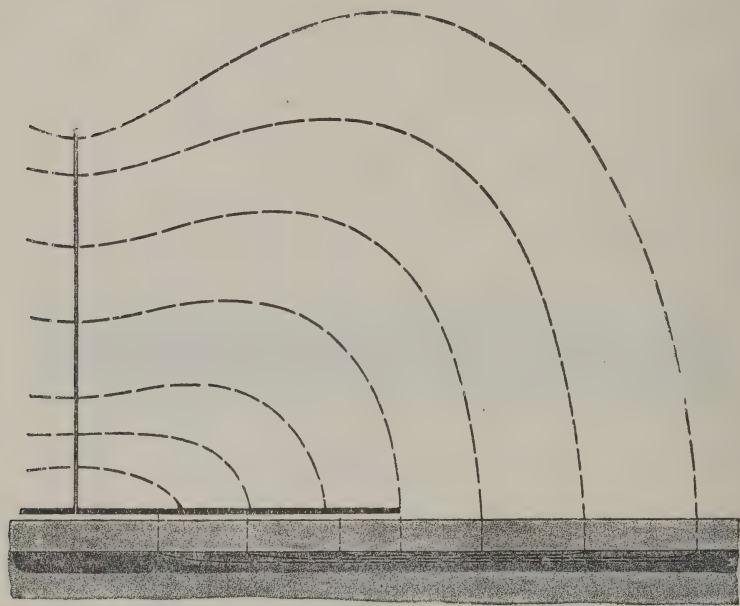
Fig. 134.



férables comme prise de terre aux plaques métalliques de faibles dimensions, et d'autant plus que l'étendue occupée par le filet est plus grande.

Dans cet ordre d'idées, les relations dans les antennes en parapluie sont tout particulièrement favorables (*fig.* 136). Si dans ce cas on prend un filet suffisamment grand pour qu'il dépasse les extrémités des fils descendants d'une quantité suffisante, presque toutes les lignes d'induc-

Fig. 135.



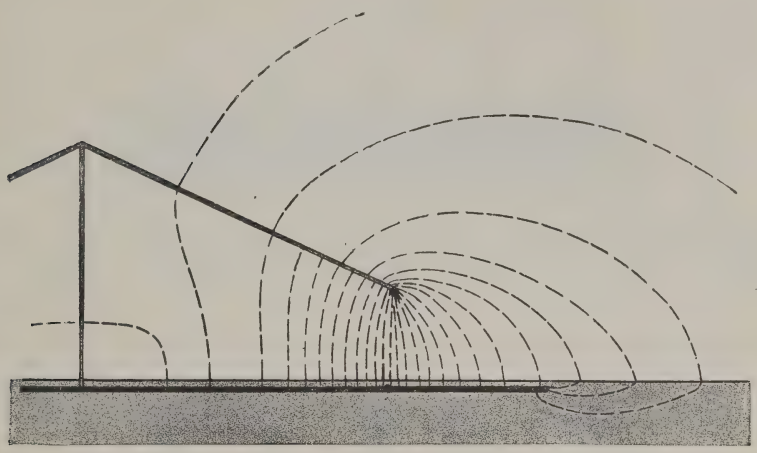
tion courent entre l'antenne et le filet ; et il n'y en a qu'un nombre relativement très faible qui aillent de l'antenne au sol en dehors du filet.

b. Dans les figures 130, 132 et 134, on a supposé que le sol était homogène et mauvais conducteur (*) ; dans les figures 131, 133 et 135, au contraire, on a supposé qu'il existait une couche d'eau souterraine relativement bonne conductrice à faible profondeur au-dessous de la couche superficielle mauvaise conductrice. La différence consiste principalement en ce que les lignes de courant accomplissent la plus grande partie de leur trajet dans la couche d'eau souterraine bonne conductrice et seulement une partie relativement faible dans la couche superficielle mauvaise conductrice. Dans la mise à la terre par une

(*) C'est-à-dire : nappe souterraine n'existant pas ou n'existant qu'à une très grande profondeur.

plaque métallique de faibles dimensions, il est essentiel qu'elle soit effectivement enfoncée jusqu'à la nappe d'eau souterraine (*fig.* 131).

Fig. 136.



c. Il est important qu'en aucun point les lignes de courant se soient concentrées dans une espace très étroit, car il se produirait là une dépense d'énergie relativement considérable.

Si l'on suppose par exemple que l'antenne soit mise à la terre par un

Fig. 137.

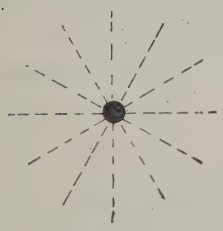
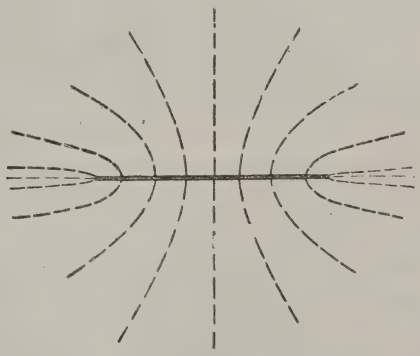


Fig. 138.

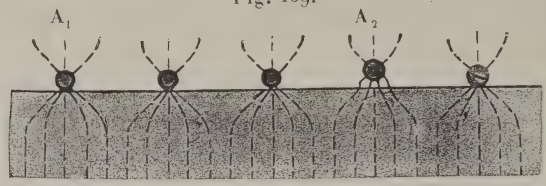


simple fil vertical, le champ de courant contre ce fil vu d'en haut aurait l'aspect de la figure 137. Si le fil de terre est remplacé, comme cela a lieu dans la pratique, par une plaque de terre, le champ de courant prend approximativement la forme plus favorable représentée par la figure 138.

Si l'on pose le filet de prise de terre de manière que tous les fils soient en liaison conductrice avec le sol, les lignes de courant dans une

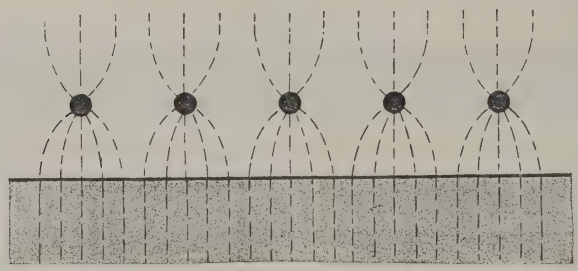
section sont représentées approximativement par la figure 139 A_1. Il n'est rien changé d'essentiel dans le trajet des lignes de courant si un brin ne repose pas exactement sur le sol (*fig.* 139 A_2), mais s'en trouve

Fig. 139.



à une très faible distance. Dans le cas où le filet n'est pas utilisé comme prise de terre, mais comme contrepoids électrique, la figure 140

Fig. 140



donne le trajet approximatif des lignes d'induction électrique et des lignes de courant. Ce dispositif est incontestablement préférable : le flux de courant dans le sol est approximativement le même que si le filet était remplacé par une plaque métallique de même grandeur. Il ne se produit nulle part de concentration de lignes de courant.

Il est en outre important que le filet métallique soit bien isolé du sol. Si en un point quelconque il se produit un défaut d'isolement, deux cas sont à considérer : 1° le défaut d'isolement offre encore une très grande résistance (par exemple, un isolateur en porcelaine qui est humide); les relations du courant ne sont alors que peu modifiées et la perte d'énergie qui se produit dans cette haute résistance s'ajoute aux autres pertes ; 2° la résistance du défaut d'isolement est très faible (par exemple lorsqu'une étincelle jaillit) ; une très grande partie du courant peut alors s'écouler dans le sol par le point considéré et l'on se rapproche alors du cas tout à fait défavorable de la figure 137.

d. La conductibilité du sol joue un rôle considérable, aussi bien pour le trajet des lignes de courant et leur densité que pour l'énergie qu'elles dépensent. En général, il existe toujours une valeur critique de la conductibilité qui, pour une forme d'antenne et une fréquence données,

produit une perte d'énergie maxima. Une conductibilité inférieure ou supérieure à cette valeur critique donne une dépense d'énergie plus faible.

Si la conductibilité de la terre change, par exemple sous l'influence des conditions atmosphériques, l'amortissement et, dans certaines circonstances, la fréquence de l'oscillation peuvent éprouver une variation. La terre représente donc un élément essentiellement variable dans l'ensemble du dispositif, et cela qu'il s'agisse d'une mise à la terre proprement dite ou d'un contrepoids électrique. Toutefois, l'influence des conditions atmosphériques est toujours négligeable, lorsque la terre présente une très bonne conductibilité (mer ou sol très humide).

e. Si par un procédé quelconque (*) le ventre de courant est déplacé du pied de l'antenne vers le haut, il en résulte que, pour une amplitude de courant au ventre donnée, l'amplitude du courant au pied de l'antenne est plus faible. Cela amène une diminution de la dépense d'énergie par courants telluriques.

III. — L'amortissement des antennes.

89. Les différentes causes d'amortissement. — *a.* Seule la partie de l'énergie qui, dans les oscillations de l'antenne, est émise sous forme d'ondes électromagnétiques, peut être considérée comme *énergie utile.* Si donc on veut parler du *degré d'action* d'une antenne et par conséquent considérer le rapport de l'énergie, qui peut être employée utilement dans l'oscillation fondamentale, à l'énergie totale dépensée par l'oscillation fondamentale, ce rapport est égal au rapport du décrément par rayonnement au décrément total

$$\eta = \frac{\mathfrak{d}_{\Sigma}}{\mathfrak{d}}.$$

b. Toutes les autres pertes d'énergie, qui se produisent du fait de l'oscillation, sont un mal plus ou moins forcé. Il en est ainsi de :

1° La chaleur Joule dans l'antenne;
2° La chaleur Joule des courants telluriques;
3° La chaleur Joule des courants induits;
4° Les pertes par effluves;
5° Les pertes par conductibilité.

Le développement de chaleur dans les fils de l'antenne, aussi bien

(*) *Voir* 86 *a* et 96 *a*.

dans le cas d'une prise de terre que dans celui d'un contrepoids électrique, n'a aucune influence sensible sur le décrément total, tant que les fils ne sont pas exagérément minces ou d'un métal mauvais conducteur (*), que les jonctions sont soigneusement faites et que le décrément par rayonnement n'a pas été diminué artificiellement.

La fraction du décrément total, qui est à mettre sur le compte des courants telluriques, peut être aussi grande que celle se rapportant au rayonnement; aussi, lorsque les mesures les plus convenables ont été prises pour diminuer cette fraction, il ne dépendra que de la constitution du sol que ce but puisse être atteint. Sur la terre ferme, mauvaise conductrice, on ne pourra jamais obtenir un résultat aussi satisfaisant qu'en mer ([81]).

Les courants induits se produisent principalement à bord dans les haubans, les étais, les maroquins, les mâts métalliques (les mâts militaires par exemple); dans les stations fixes, ils se produisent principalement dans les pylônes qui supportent les antennes et dans le gréement qui les maintient. Certaines expériences font clairement apparaître l'action de ces courants, qui non seulement consomment inutilement de l'énergie, mais peuvent aussi diminuer le rayonnement et à la rigueur produire des phénomènes lumineux désavantageux. Un des moyens pour diminuer l'action néfaste de ces courants consiste à sectionner les conducteurs dans lesquels ils sont induits et à en relier les tronçons par des ridoirs isolants, tout au moins à les isoler de la terre. Le dispositif de l'antenne de Nauen (*fig.* 123 et 124) ([82]) convient parfaitement; les conducteurs simples dans lesquels des courants induits pourraient principalement se produire, les trois haubans par exemple, sont fortement isolés en haut à leur fixation au pylône et en bas à leur aboutissement au sol.

On sait que les effluves, qui dans la nuit rendent lumineuse une grande partie de l'antenne, influencent très défavorablement le décrément; il faut donc éviter le plus possible les pointes et les arêtes dans le conducteur aérien.

Les pertes par conductibilité (**) peuvent naturellement exister avec un oscillateur quelconque, un circuit à condensateur par exemple. S'il n'en a pas déjà été parlé, c'est qu'elles sont très facilement évitables avec tous les autres oscillateurs et qu'elles ne jouent par suite aucun

---

(*) On recommande l'emploi d'un métal autre que le cuivre (le bronze d'aluminium par exemple), présentant une grande résistance à la traction et d'une densité relativement faible.

(**) On comprend aussi généralement dans ces pertes celles qui se produisent lorsque des étincelles jaillissent entre l'antenne et les corps conducteurs qui se trouvent à proximité.

rôle tant qu'il n'y a pas de négligence commise. Dans les antennes de T. S. F. la possibilité de les éviter présente des difficultés toutes particulières, par suite des hautes tensions (au moins pour les oscillations amorties) et de l'influence des conditions atmosphériques.

90. **Décréments des diverses formes d'antennes.** — Les valeurs qu'on admet généralement pour le décrément total des diverses formes d'antennes, dans des conditions normales, c'est-à-dire bonne prise de terre et aucun défaut d'isolement, sont les suivantes :

Antenne en parapluie	0,1
» simple	0,2 à 0,3
» de bord (en T)	0,2 à 0,3
» en harpe	0,3 à 0,4
» en cône	0,3 à 0,4
» en double cône	0,5

CHAPITRE VII.

L'ÉMETTEUR POUR OSCILLATIONS AMORTIES.

91. **Excitation des oscillations.** — Il y a deux méthodes pour exciter les oscillations de l'antenne.

a. On introduit un éclateur dans l'antenne et on la charge avec une bobine d'induction. L'antenne se décharge par l'éclateur et la décharge donne naissance aux oscillations propres de l'antenne : c'est *l'émetteur simple* ou *émetteur de Marconi.*

b. L'antenne est couplée avec un circuit à condensateur. Il y a trois cas à considérer :

1° Le condensateur est chargé initialement par une bobine d'induction ou un transformateur à courant alternatif. Quand il se décharge, le système tout entier, circuit à condensateur et antenne, entre en oscillations amorties : c'est *l'émetteur couplé* ou *émetteur de Braun ;*

2° Les décharges du circuit à condensateur servent à exciter l'antenne par impulsion, ou agissent par impulsion sur un second circuit à condensateur qui induit sur l'antenne : c'est l'*émetteur pour excitation par impulsion ;*

3° On excite dans le circuit à condensateur des oscillations non amorties qui se transportent par induction sur l'antenne : c'est *l'émetteur pour oscillations non amorties.*

Le premier cas sera traité dans ce Chapitre; le Chapitre VIII traitera des deuxième et troisième cas.

I. — Les différents dispositifs émetteurs.

92. **Qualités des oscillations.** — Une comparaison strictement précise des différents dispositifs émetteurs n'est possible que si une clarté parfaite a été projetée sur le point suivant.

Quelles sont les qualités que doivent posséder les oscillations d'un émetteur amorti, pour que leur action sur le récepteur soit la meilleure possible ?

Il est *a priori* vraisemblable que les actions d'un même émetteur sont complètement différentes suivant le dispositif récepteur et, pour des dispositifs récepteurs semblables, suivant le détecteur d'ondes. On peut donc poser la question de la manière suivante : Comment doivent être constitués les émetteurs d'oscillations, pour qu'ils agissent au mieux sur un récepteur parfaitement déterminé avec un détecteur d'ondes parfaitement déterminé ?

Même sous cette forme beaucoup plus spéciale, il n'est pas possible de donner une réponse mathématique à la question. Il est cependant indiscutable que l'action sur un récepteur est d'autant meilleure, toutes choses égales d'ailleurs et en particulier pour une même fréquence, que l'amplitude de l'onde est plus forte et que son amortissement est plus faible. Il est donc indubitable que, de deux émetteurs donnant des ondes de même amplitude (*), le meilleur est celui dont l'amortissement est le plus faible. Mais on ne connaît pas d'une manière précise la loi suivant laquelle l'action sur un récepteur quelconque donné dépend de l'amplitude et de l'amortissement des ondes. Si donc il s'agit de deux émetteurs ayant des amplitudes d'onde différentes et des amortissements différents, il est en général impossible de dire *a priori* lequel des deux produira la plus forte action sur un récepteur déterminé.

La conséquence pratique à tirer de ces remarques est que, pour comparer deux dispositifs émetteurs, il faut presque toujours avoir recours à l'expérience.

Lorsqu'on emploie des détecteurs thermiques (131 et suivants), les relations sont évidentes : le développement de chaleur, c'est-à-dire l'effet du courant, doit être le plus grand possible. Les conditions nécessaires peuvent alors, jusqu'à un certain point, être établies par le calcul ou par les expériences de laboratoire.

93. **L'émetteur simple ou émetteur de Marconi** (**). — *a*. L'antenne est interrompue à sa partie inférieure par un éclateur F (*fig.* 141). Pour l'excitation on emploie une bobine d'induction avec une source de courant continu A, un interrupteur U et un manipulateur T dans le circuit primaire.

Il est avantageux de transporter le ventre de courant au pied de

---

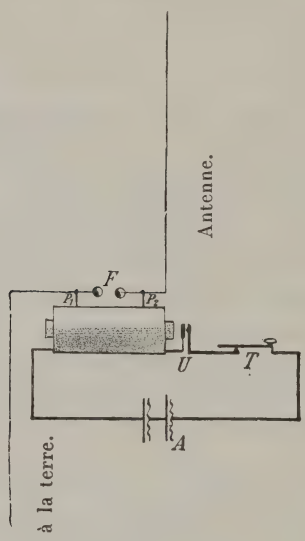
(*) Si l'on compare des systèmes couplés pouvant produire deux ondes, il s'agit de l'amplitude de l'onde sur laquelle le récepteur est accordé.

(**) Marconi emploie maintenant presque exclusivement l'émetteur couplé (Braun), pour les oscillations amorties. Mais l'émetteur simple est celui avec lequel il a obtenu ses premiers résultats et a démontré la possibilité de télégraphier sans fil à grande distance par ondes électromagnétiques.

l'antenne : pour une tension donnée, l'amplitude du courant de l'oscillation fondamentale sera maxima et l'amortissement par étincelle minimum si l'éclateur se trouve à un ventre de courant. Cette condition est toujours réalisée dans la pratique par la mise à la terre.

b. Avec l'émetteur Marconi, il est préférable d'employer une antenne multiple plutôt qu'une antenne simple. Pour une même hauteur d'antenne

Fig. 141.



la capacité effective est beaucoup plus forte et, par un choix convenable de la forme d'antenne, la distribution du courant sur l'antenne est plus favorable. Pour ces deux raisons, l'action à distance est accrue pour une tension donnée (85 *d*).

c. Du fait du mode d'excitation, il faut ajouter, à la perte d'énergie qui se produit dans une antenne sans éclateur, la consommation d'énergie dans l'étincelle. Il s'ensuit que le degré d'action est plus faible que pour une antenne sans éclateur. Si dans le cas présent on définit, comme dans 89 *a*, le degré d'action comme le rapport de l'énergie qui, dans l'oscillation fondamentale, est rayonnée sous forme utile, à l'énergie totale qui est absorbée par l'oscillation fondamentale, on a

$$\eta = \frac{\mathfrak{d}_\Sigma}{\mathfrak{d} + \mathfrak{d}_f},$$

$\mathfrak{d}$ étant le décrément de l'antenne sans éclateur, $\mathfrak{d}_f$ le décrément par étincelle. Si l'on appelle *degré d'action du disposilif* le rapport de

l'énergie utile, c'est-à-dire rayonnée par l'oscillation fondamentale, à l'énergie totale envoyée pour charger l'antenne, le rapport est encore plus désavantageux. En effet, dans l'émetteur Marconi, il y a au début non seulement l'oscillation fondamentale, mais encore une série d'oscillations supérieures. Ces dernières ne sont d'aucun effet pour l'action à distance, car on accorde toujours le récepteur sur l'oscillation fondamentale. L'énergie consommée par les oscillations supérieures sous une forme quelconque est donc une pure perte d'énergie, qui diminue encore fortement le degré d'action.

D'après les observations faites jusqu'ici, il semble que, pour une antenne donnée, l'effet des oscillations ainsi que l'action à distance n'augmentent plus et même diminuent à partir d'une certaine longueur d'étincelle (*). Cela se produit d'autant plus tôt :

1° Que la capacité effective de l'antenne est plus faible (l'antenne multiple est donc préférable dans ce cas à l'antenne simple) ;

2° Que le rayon des boules de l'éclateur est plus faible (de grosses boules ou des plaques sont donc préférables aux petites boules).

d. Dans la télégraphie syntonisée, un des défauts de l'émetteur Marconi est le fort amortissement des oscillations, bien qu'un fort amortissement soit un des facteurs de la force d'action à distance. On peut construire des émetteurs Marconi à amortissement par rayonnement diminué et à décrément total d'environ 0,1. La faible action à distance de tels émetteurs rend nécessaire une tension initiale considérable, si l'on veut télégraphier à une distance un peu grande. Cette nécessité conduit à des difficultés d'isolement telles que la sûreté de fonctionnement de ces émetteurs, qui dans les essais donnent de bons résultats, peut être mise en doute.

94. L'émetteur couplé ou émetteur de Braun. Mode de couplage. — L'émetteur couplé ou émetteur de Braun se compose d'un circuit à condensateur, le *circuit excitateur*, comme système primaire et de l'antenne comme système secondaire.

a. Le couplage peut être purement magnétique ou *par induction*, ou bien on peut employer le *montage direct* (50 *b*). Le premier mode de couplage est représenté schématiquement par la figure 142, le second par les figures 143 et 144. Dans le montage direct, le système secondaire comprend le conducteur aérien proprement dit (**), la partie BE (*fig.* 143)

(*) Il n'est pas tout à fait certain que cela soit seulement imputable à l'influence de l'étincelle, mais peut-être encore à l'influence des effluves et aux pertes par conductibilité.

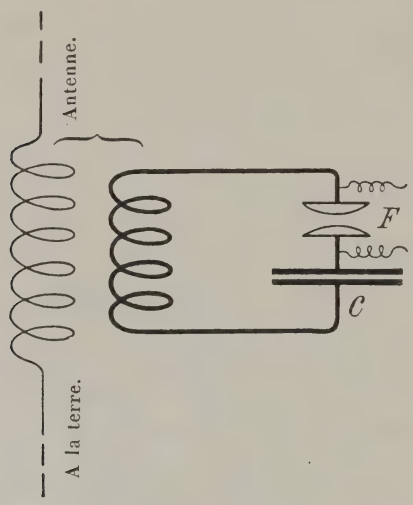
(**) Dans la figure 144 : le conducteur aérien + AB.

ou AE (*fig.* 144) du circuit à condensateur (conducteur commun) et la prise de terre ou, si l'on emploie un contrepoids électrique, ce contrepoids et le conducteur qui y aboutit.

En outre de ces montages, on a employé et l'on emploie encore parfois des montages mixtes (*fig.* 145 par exemple).

b. Les montages direct et par induction ont sensiblement la même action. L'avantage du montage direct réside dans sa simplicité, en

Fig. 142.



particulier la difficulté d'isoler les systèmes primaire et secondaire l'un de l'autre disparait; on y parvenait très malaisément avec le montage par induction. Le montage direct est maintenant presque exclusivement employé, ce n'est que dans les cas d'un couplage très serré qu'il peut être question d'un montage par induction ou d'un montage mixte.

95. **Émetteur couplé pour antennes à fort amortissement. Couplage lâche.** — Par antennes à fort amortissement, on doit entendre des antennes dont le décrément est d'environ 0,2, comme celui des antennes simples, ou supérieur. Les formes d'émetteur des figures 120, 121, 122, 125 et 126 appartiennent à cette catégorie (90). Lorsque ces antennes sont employées avec un couplage lâche, on n'a pas à se préoccuper des complications signalées à 55 (*) et résultant de l'existence de

(*) Ceci suppose qu'en tous cas $K^2 < \left(\frac{\vartheta_1 - \vartheta_2}{2\pi}\right)^2$, *voir* 54.

deux oscillations bien que les systèmes primaire et secondaire soient accordés.

a. En ce qui concerne la fréquence, les systèmes primaire et secondaire doivent être exactement accordés l'un sur l'autre.

Fig. 143.

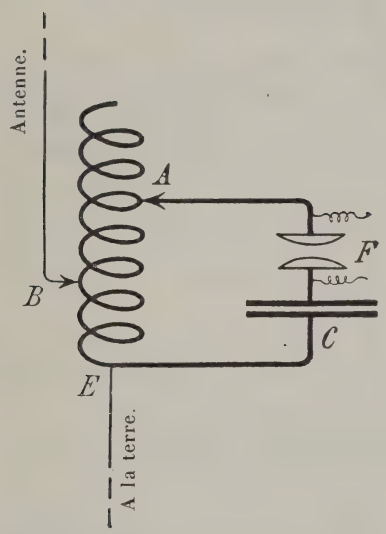
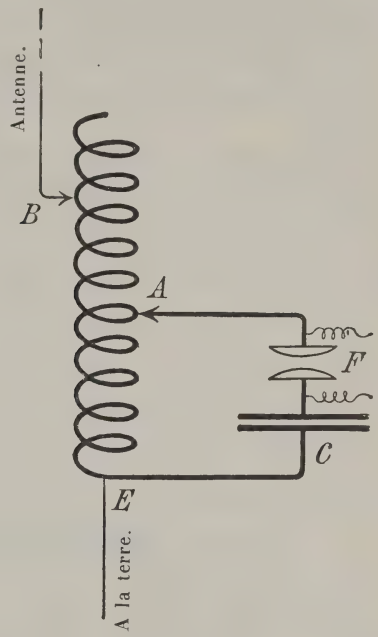
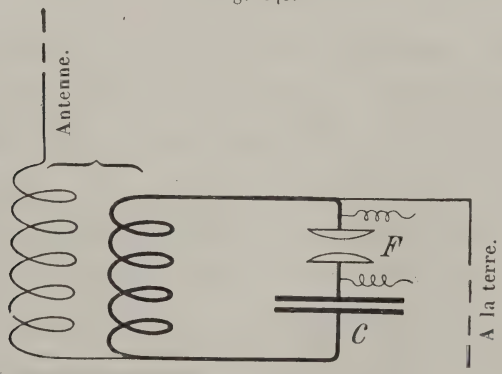


Fig. 144.



b. Le processus des oscillations dans le conducteur aérien en fonction

Fig. 145.



du temps est représenté par la figure 76. Il existe une oscillation unique, dont l'amplitude croît tout d'abord et décroît ensuite. Plus le couplage

est lâche, plus la chute de l'amplitude se rapproche de celle d'une oscillation de décrément égal à celui du circuit à condensateur, c'est-à-dire de décrément de 0,06 à 0,1.

La distribution du courant sur l'antenne est la même que pour l'oscillation propre de l'antenne. Il est avantageux dans certaines circonstances de remonter le ventre du courant par l'introduction d'un condensateur. Le couplage entre les systèmes primaire et secondaire est alors plus faible que si le point de couplage correspondait avec le ventre de courant (51 *b*), mais cela est sans importance dans le cas envisagé.

c. On emploie un couplage très lâche toutes les fois qu'on veut obtenir des oscillations très faiblement amorties. Mais, dans la pratique, il faut toujours tenir compte du fait que l'action à distance doit être aussi grande qu'il est possible, sans porter un préjudice sensible au décrément. Or, d'après 81, il résulte que, pour un couplage tout à fait lâche, l'effet du courant dans le récepteur (circuit III) croit rapidement quand on resserre un peu le couplage. Il sera donc avantageux, pour l'action à distance, de pousser le degré de couplage tant que cela n'influera pas sur l'acuité de la résonance.

d. D'après ce qui a été dit pour les circuits à condensateur, il est nécessaire que l'amortisssement soit le plus faible possible et la fréquence absolument constante. Il en résulte les conditions suivantes ;

1° La longueur d'étincelle ne doit pas être inférieure à 5^{mm} ;

2° Les condensateurs doivent être faits d'une matière qui absorbe le moins possible d'énergie ;

3° Les effluves doivent être très soigneusement évitées; on y parviendra par un montage en série et une forme appropriée des condensateurs et si possible par leur immersion dans l'huile.

96. Émetteur couplé pour antennes à fort amortissement. Couplage serré. — Lorsqu'il s'agit d'obtenir l'action à distance la plus grande possible, sans avoir égard à la grandeur de l'amortissement, le couplage serré (*) est en général le plus avantageux, par suite du renforcement de l'amplitude du courant qu'il entraîne.

a. Que le circuit excitateur soit ou ne soit pas accordé avec l'antenne, on obtient sur cette dernière deux oscillations de fréquences différentes et par suite de distributions de courant différentes (26), d'amplitudes de courant au ventre différentes et de décréments différents. En fait le circuit excitateur est toujours accordé sur le système secondaire.

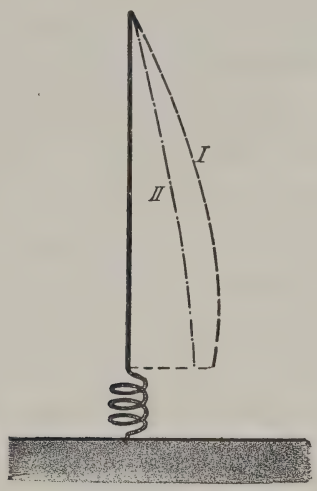
(*) Ceci suppose $K^2 > \left(\frac{\vartheta_1 - \vartheta_2}{2\pi}\right)^2$.

Il en résulte (56 et suivants) que l'oscillation de plus haute fréquence (de plus petite longueur d'onde) présente :

1° Une plus forte amplitude de courant au ventre de courant;

2° Une distribution de courant sur l'antenne plus favorable; la courbe de distribution du courant est, pour une antenne simple, de la forme de la courbe en traits de la figure 146; pour l'oscillation de plus grande longueur d'onde, la courbe de distribution du courant est

Fig. 146.



représentée par la courbe en traits et points de la figure 146. Pour des antennes à capacité terminale renforcée, les deux courbes s'écarteraient moins l'une de l'autre ;

3° Un décrément qui, suivant les circonstances, peut être plus grand ou plus petit que celui de l'oscillation ayant la plus grande longueur d'onde, mais qui n'en sera jamais très différent (*).

Il résulte de ces considérations, que l'action sur un récepteur sera meilleure et parfois très supérieure, lorsque ce récepteur sera accordé sur l'oscillation de plus haute fréquence, c'est-à-dire de plus petite longueur d'onde.

b. On peut se demander d'après 82, s'il est très avantageux d'accorder exactement le circuit à condensateur sur l'antenne. Il est très vraisemblable qu'on obtiendra une meilleure action de l'oscillation la

(*) On peut se demander si les relations ne sont pas quelque peu différentes, du fait que le système secondaire n'est pas un circuit à condensateur comme dans les expériences de 57, mais une antenne. Dans tous les cas, l'oscillation la plus rapide est la meilleure, par suite de la moindre perte d'énergie par courants telluriques (88 *e*).

plus rapide sur un récepteur accordé, lorsque le circuit à condensateur possédera une fréquence un peu plus élevée que celle de l'antenne avant couplage. Si dans la pratique des expériences ont été faites à ce sujet, elles ne me sont point connues. D'après les expériences de laboratoire, il semble qu'on puisse obtenir un renforcement de l'action de plusieurs unités pour 100.

c. D'après **81**, l'effet du courant dans un récepteur (circuit de mesure) accordé sur l'oscillation la plus rapide est maximum pour un degré de couplage compris entre 4 et 10 pour 100. Seulement, dans les expériences de **81**, il s'agit d'un circuit à condensateur comme système secondaire; dans la pratique, il s'agit d'un oscillateur ouvert, pour lequel la distribution du courant entre en ligne de compte. Dans les antennes à capacité terminale renforcée, cela ne peut pas produire une grande différence; mais, pour les autres, la distribution du courant est d'autant plus favorable pour l'oscillation la plus rapide que le couplage est plus serré. Il faut donc supposer qu'une valeur un peu plus élevée du couplage de l'antenne sera meilleure (*).

d. L'amplitude du courant au ventre de courant de l'antenne, dont dépend dans une grande mesure l'action à distance, se détermine pour l'oscillation de plus courte longueur d'onde par la relation :

$$i^1_{20} = \pi N^1 \sqrt{C_1 \mathfrak{C}_2}\, \vartheta_{10}.$$

Pour une fréquence (longueur d'onde) donnée, il est par suite avantageux d'employer des antennes à grande capacité effective. Dans le circuit excitateur, auquel sont applicables les relations de **95** *d*, l'emploi de la plus grande capacité possible est indiqué, si l'on a à sa disposition suffisamment d'énergie. Une certaine limite à l'emploi d'une très forte capacité est fixée par le fait que, pour une fréquence donnée, une augmentation de la capacité entraîne une diminution du conducteur, que la nécessité d'obtenir un degré de couplage suffisamment élevé conduit à considérer (**).

(*) Dans la pratique, on emploie des degrés de couplage assez variables. La Compagnie de T. S. F. m'a dit qu'elle prenait ordinairement des couplages de 10 pour 100 environ, mais qu'elle avait employé aussi des degrés de couplage beaucoup plus élevés, avec lesquels elle avait obtenu d'excellents résultats. Flemung ([83]) donne comme limites entre lesquelles doit varier le couplage 30 et 70 pour 100. Le degré de couplage est assez indifférent en soi, s'il ne reste pas au-dessous d'une certaine limite. Il est probable que l'influence défavorable, qu'a sous maints rapports un couplage très serré, est compensée par des conditions favorables qu'il apporte avec lui dans un autre sens.

(**) Le dispositif que F. Braun ([84]) a présenté pour ce cas sous le nom de *montage en énergie* n'a pas cet inconvénient.

Cette même raison peut amener à employer un montage par induction ou un montage mixte. Dans certains cas, on ne peut pas obtenir avec le montage direct un degré de couplage suffisamment élevé, si l'on ne ne veut pas perdre les avantages que procure une forte capacité.

97. **Émetteur couplé pour antennes à faible amortissement.** — Il s'agit dans ce qui suit d'antennes dont l'amortissement est égal ou inférieur à 0,1 (antennes en parapluie ou antennes à amortissement par rayonnement diminué).

a. Il n'y a pas lieu d'étudier ici le couplage lâche. Le but de ce dernier est en effet de produire sur l'antenne des oscillations qui n'ont pas le fort amortissement que possèdent les oscillations propres de l'antenne, mais qui présentent le faible amortissement du circuit à condensateur. Dans le cas actuel, où le circuit à condensateur a un amortissement égal ou très peu inférieur à celui de l'antenne, cela ne présenterait aucun intérêt pratique.

b. Pour le circuit à condensateur, ce qui a été dit à 94 et 95*d* est applicable. Les relations relatives au couplage des antennes à plus fort amortisssement sont encore qualitativement valables. Il résulte des expériences de 81, avec un circuit à condensateur comme système secondaire, que le couplage le plus favorable pour l'effet du courant est d'environ 6 pour 100; avec les antennes pour lesquelles l'amplitude du courant est très différente aux divers points, la distribution du courant sera d'autant plus favorable pour l'action à distance qu'on augmentera le couplage. Il n'a pas été fait jusqu'ici d'expérience méthodique sur la valeur optima que peut atteindre dans ce cas le degré de couplage. On peut seulement déduire des données de la pratique que le degré de couplage est indifférent en soi, ou bien dépend tellement des conditions spéciales à un cas particulier qu'on ne peut en tirer aucune déduction générale. D'après une communication de la Compagnie de T. S. F., on a obtenu d'excellents résultats avec un degré de couplage de 60 pour 100. Par ailleurs, la station de Nauen, qui a obtenu d'excellents résultats, possède ou posséderait un degré de couplage de 4 pour 100.

c. Il faut mettre en évidence, relativement au mode de couplage, que, dans les antennes en parapluie, à très grande capacité effective, le montage direct est compatible avec un couplage très serré. Ceci résulte de la relation (51)

$$K = \sqrt{\frac{\mathfrak{L}_{12}^2}{\mathfrak{L}_1 \mathfrak{L}_2}};$$

si tout le conducteur du circuit à condensateur est utilisé pour le couplage et est couplé au ventre de courant de l'antenne, on a approxi-

mativement $\mathfrak{L}_{12} = \mathfrak{L}_1$ et

$$K = \sqrt{\frac{\mathfrak{L}_1}{\mathfrak{L}_2}} = \sqrt{\frac{\mathfrak{C}_2}{C_1}},$$

c'est-à-dire que le couplage est d'autant plus serré que la capacité effective $\mathfrak{C}_2$ de l'antenne est plus forte.

98. **Comparaison des émetteurs simple et couplé ou des émetteurs de Braun et de Marconi.** — *a.* Il est évident que l'émetteur couplé est plus compliqué que l'émetteur simple et que son installation est plus coûteuse. En outre, pour la mise en action d'un émetteur simple, il suffit généralement, étant donnée sa faible capacité, de prendre une bobine d'induction relativement petite, un interrupteur à marteau et quelques accumulateurs. Les frais d'installation sont donc extrêmement réduits. Si la distance à laquelle on veut télégraphier est relativement faible (*) et qu'il y ait intérêt à ce que la consommation d'énergie soit la plus faible possible (**), l'émetteur simple de Marconi présente de grands avantages. C'est pour ces raisons qu'il sera encore employé dans l'avenir.

b. L'émetteur Marconi présente d'ailleurs un inconvénient à ce point de vue. Il ne nécessite pas, il est vrai, beaucoup d'énergie, mais on ne peut renforcer l'énergie que par accroissement de la tension initiale (voir *d*). Au contraire, avec l'émetteur couplé, par suite de la capacité qu'il est loisible d'employer dans le circuit excitateur, on peut, pour la même tension, rayonner sous forme d'ondes électromagnétiques une quantité d'énergie beaucoup plus considérable qu'avec l'émetteur Marconi.

Dans le même ordre d'idées, l'émetteur couplé présente un autre avantage sur l'émetteur Marconi : il est possible de donner aux oscillations les qualités nécessaires pour que leur action sur un récepteur déterminé soit la meilleure possible. S'il faut produire des ondes de grande amplitude, on peut y parvenir sans que l'amortissement prenne en même temps une valeur exagérée. Si l'on veut un amortissement aussi faible que possible, on le produit sans qu'en même temps l'amplitude de l'onde ait beaucoup à en souffrir. On emploiera donc l'émetteur couplé dans le cas où la distance la plus grande possible doit être atteinte, et également dans le cas où le but qu'on se propose est d'obtenir une syntonie aussi parfaite que possible.

(*) On peut obtenir des distances de 100^{km} à 150^{km} avec des mâtereaux de 30^{m} de hauteur.

(**) Par exemple dans des stations difficilement accessibles ou facilement mobiles (bateaux feux ou postes militaires de campagne).

Si l'on veut travailler avec la même antenne sur des longueurs d'onde différentes, on y parvient d'une manière beaucoup plus efficace avec l'émetteur couplé qu'avec l'émetteur Marconi.

c. Relativement à la perte d'énergie, le système couplé présente cette différence que l'éclateur est supprimé dans l'antenne et est reporté dans le circuit à condensateur. On ne peut pas dire si ce changement présente d'une manière générale un avantage ou un inconvénient.

Un des avantages de l'émetteur couplé est, en outre, que les oscillations supérieures de l'antenne ne sont pas excitées avec une amplitude sensible. Cette perte d'énergie disparaît donc dans l'émetteur couplé ; mais par contre, avec un couplage serré, une deuxième oscillation prend naissance, elle consomme de l'énergie (*) et ne joue aucun rôle pour l'action à distance avec les dispositifs usuels.

d. Un avantage considérable de l'émetteur couplé est que les charges de l'antenne sont produites par les oscillations et non plus, comme dans l'émetteur simple, par une bobine d'induction. Comme conséquence, l'isolement de l'antenne demande beaucoup moins de soins et, s'il y a un léger défaut d'isolement, l'oscillation sera beaucoup moins influencée (42). Dans un émetteur simple les plus faibles défauts d'isolement sont suffisants pour rendre le fonctionnement incertain.

Il faut ajouter qu'un bon isolement présente des difficultés techniques sérieuses; ces difficultés sont particulièrement grandes sous les tropiques, à tel point que les installations simples y sont irréalisables (*voir* 126) ([85]).

99. **Degré d'action d'un émetteur couplé** (**de Braun**). — *a.* L'énergie utile de l'ensemble de l'émetteur est l'énergie de l'onde de plus courte longueur d'onde, sur laquelle est accordé le récepteur. On comprend donc dans un émetteur de Braun, sous la désignation de *degré d'action*, le rapport de l'énergie rayonnée par l'onde la plus courte à l'énergie totale, qui au début a été fournie à l'ensemble du système par la charge du condensateur. Les bases expérimentales font défaut pour un calcul tant soit peu exact du degré d'action ; mais ce qu'on peut dire, c'est qu'en aucun cas il ne peut être élevé. En effet, en outre de l'énergie transformée d'une manière quelconque en chaleur dans l'antenne et le circuit à condensateur, l'énergie qui dans un couplage serré est rayonnée par l'onde de plus grande longueur d'onde sera dépensée en pure perte (**).

(*) Il est à remarquer que ni l'énergie consommée par les deux oscillations, ni l'énergie rayonnée par elles, n'est égale à la somme des énergies que chacune d'elles aurait consommé et rayonné, si elle avait été seule.

(**) *Voir* nota de 98 *c.*

b. S'il est désirable de connaître le degré d'action, ce facteur ne joue pas néammoins le même rôle en T. S. F. que dans la technique des forts courants. Dans ce dernier cas, il dépend exclusivement de la grandeur de l'énergie livrée; c'est elle qui en fait est payée par le consommateur. Le degré d'action donne donc une mesure exacte de l'utilisation d'une installation (*).

Dans la T. S. F., non seulement la grandeur de l'énergie rayonnée joue un rôle, mais encore la forme sous laquelle elle est employée (amplitude, décrément) est d'une importance essentielle. On peut en effet supposer que deux émetteurs rayonnent la même proportion de leur énergie totale en énergie utile, que par conséquent ils ont le même degré d'action, mais que l'un d'eux émet une onde fortement amortie de grande amplitude, alors que l'autre émet une onde faiblement amortie de petite amplitude. Il est indubitable que, suivant sa construction, un récepteur sera beaucoup plus fortement influencé par l'un des émetteurs que par l'autre. Bien que les degrés d'action soient égaux, l'utilisation de l'un des émetteurs pour un récepteur donné sera beaucoup plus grande que celle de l'autre.

c. On a l'habitude, pour caractériser l'efficacité d'un émetteur, d'intercaler un thermique dans l'antenne et de dire : l'antenne reçoit un courant de tant d'ampères ; ou, si l'instrument indique le nombre de watts dépensée par elle : l'antenne reçoit une énergie de tant de watts. Mais de tels renseignements peuvent être une cause d'erreurs, si l'on ne spécifie pas exactement les conditions d'expérience.

Tout d'abord, les données obtenues avec des nombres de décharges différents ne sont pas comparables. La même installation, qui donne dans l'antenne un courant de 10 ampères avec 10 décharges par seconde, donnerait un courant de 30 ampères avec 30 décharges, sans que pour cela l'action sur la plupart des récepteurs ait changé le moindrement. L'action sur la plupart des détecteurs d'ondes utilisés dans la pratique (par exemple le cohéreur à limaille) est en effet complètement déterminée par le passage d'une seule décharge; elle ne sera donc pas renforcée si l'on augmente le nombre de décharges.

Si le détecteur d'ondes est tel que son action soit proportionnelle au nombre de décharges, comme pour les détecteurs thermiques, un instrument de mesure monté dans l'antenne donnera bien une mesure de l'effet total du courant à l'emplacement considéré; mais on

---

(*) Pour l'action réelle, la forme sous laquelle l'énergie est livrée (par exemple, forme des courbes pour le courant alternatif) peut à cet égard présenter de l'importance. La station centrale sera cependant simplement payée sur les chiffres marqués par le compteur.

ne pourra en tirer *a priori* aucune conclusion sur l'utilisation du dispositif pour les raisons suivantes :

1° Pour beaucoup de détecteurs d'ondes, il est douteux que l'effet des oscillations corresponde exactement à la déviation indiquée ;

2° En tous cas, elle ne peut dépendre que de l'effet produit dans le récepteur par l'oscillation sur laquelle le récepteur est accordé. L'effet de cette oscillation dans le récepteur n'est pas en général proportionnelle à l'effet total de courant des deux oscillations dans l'émetteur (81 *b* et *c*). On ne peut donc, de l'effet total du courant dans le système secondaire, rien déduire sur l'action dans un récepteur accordé ;

3° Enfin, pour l'action à distance, il faut non seulement considérer le courant en un point unique de l'antenne, mais encore la distribution du courant; cette considération est toutefois de peu d'importance dans les antennes à capacité terminale renforcée.

II. — Réalisation technique des émetteurs.

100. Charge des condensateurs ou des antennes. — *a*. Dans les petites stations, on emploie assez souvent une bobine d'induction alimentée par un courant continu interrompu. Il faut exiger de la bobine d'induction, non pas tant une haute tension qu'une masse d'électricité relativement élevée à une tension modérée; les conditions sont donc complètement différentes de celles qu'on recherche pour le fonctionnement des tubes de Röntgen.

L'interrupteur joue un rôle des plus importants. Pour les faibles courants, l'interrupteur à marteau est suffisant; il dépense très peu d'énergie et est par conséquent tout indiqué, lorsqu'on doit avant tout rechercher une faible consommation d'énergie.

Pour les courants relativement forts on s'est très bien trouvé de l'interrupteur à jet de mercure tournant de la Société générale d'Électricité. Les figures 147, 148 et 149 représentent les différentes formes employées; les figures 147 et 148 sont les formes pour laboratoire et stations fixes, la figure 149 représente le type de bord. La construction de ces appareils est bien connue.

Les avantages de cet interrupteur pour les mesures sont en particulier :

1° Qu'il interrompt très régulièrement des courants relativement forts;

2° Le nombre de tours du moteur et par suite le nombre d'interruptions est indépendant de la force du courant à interrompre.

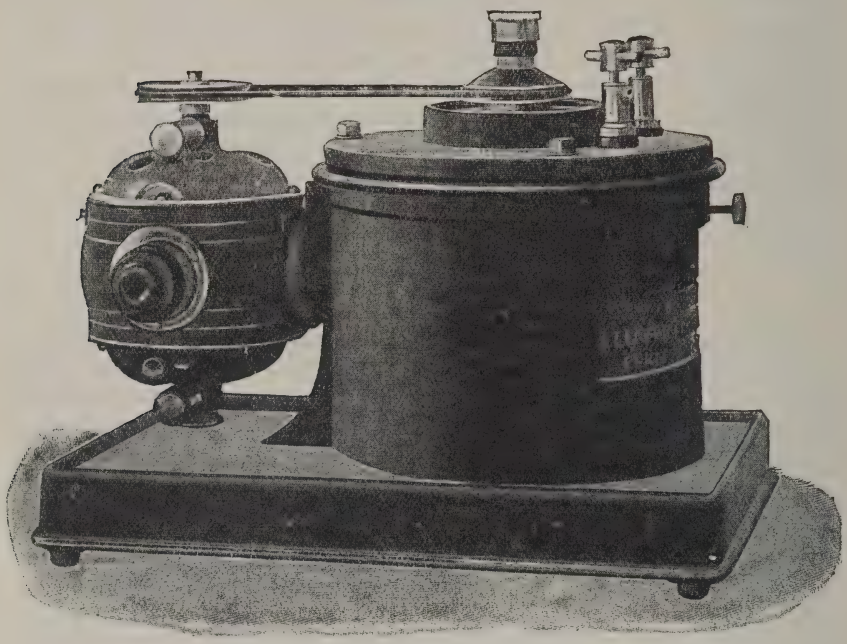
b. L'inconvénient de l'exploitation par bobine d'induction et courant continu interrompu est qu'il est difficile d'obtenir des masses d'élec-

tricité suffisantes pour charger de grands condensateurs à de hautes tensions. On est ainsi amené à l'emploi du courant alternatif et d'un transformateur à courant alternatif technique.

Les inconvénients de cette solution sont les suivants :

1° Le nombre d'étincelles est au moins égal à l'alternance du courant alternatif, en général 100 par seconde, et du fait des étincelles partielles

Fig. 147.



ce nombre est la plupart du temps beaucoup plus grand. Le grand nombre de décharges est un avantage pour un certain nombre de détecteurs ; pour beaucoup d'autres il est non seulement inutile, mais il entraîne une consommation d'énergie nuisible pour l'action à distance. La tension de décharge et par suite aussi la tension initiale des condensateurs et l'amplitude des oscillations se trouvent diminuées, d'une part par l'échauffement des électrodes et d'autre part du fait que l'espace entre les électrodes reste ionisé par une succession d'étincelles aussi rapide (*41 b*). Les arcs voltaïques, qui se forment parce que le transformateur fournit encore beaucoup de courant après que l'étincelle vient d'éclater, agissent dans le même sens ;

2° La bobine secondaire du transformateur est sensiblement mise en court-circuit par les étincelles ; ceci peut entraîner une réaction très nui-

sible sur le circuit primaire et également détériorer la bobine secondaire ;

3° La construction d'un transformateur technique pour les tensions

Fig. 148.

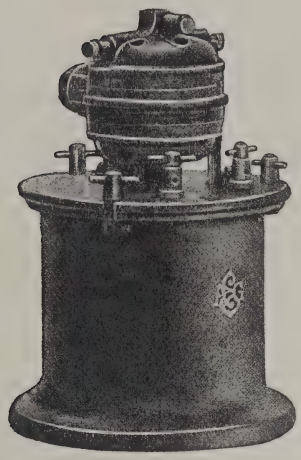
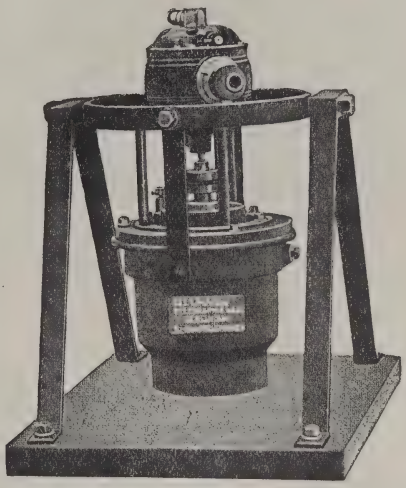


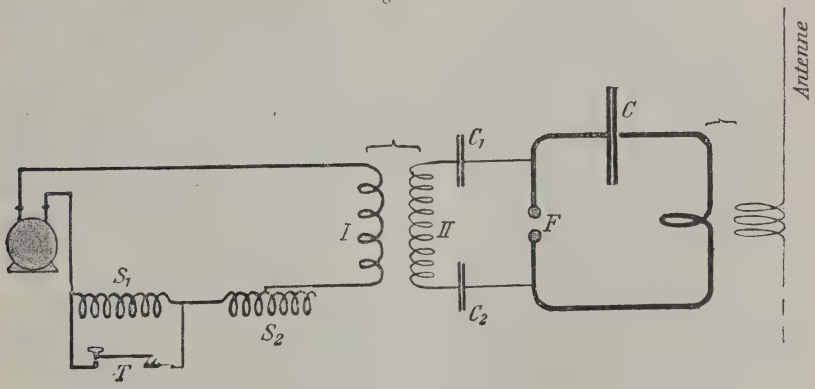
Fig. 149.



utilisées en T. S. F. avec les oscillations amorties, et qui pour 1cm à 3cm de distance explosive oscillent entre 30 000 et 80 000 volts, n'est pas aisée ; elle est tout au moins coûteuse.

Les inconvénients signalés dans 1° et 2° sont en tous cas diminués en

Fig. 150.



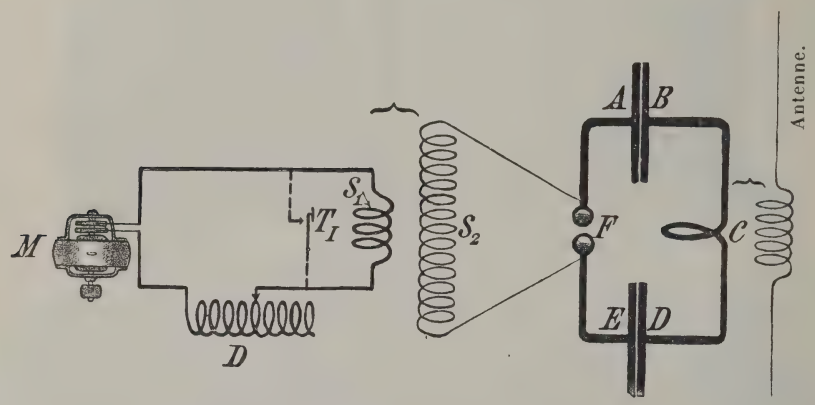
partie par l'introduction de condensateurs (*) (C_1C_2, *fig.* 150), ou de

(*) Ce montage a été employé pour la première fois à la station Marconi du Poldhu.

bobines de réaction, entre les bornes secondaires du transformateur et l'éclateur, en partie par l'introduction d'une bobine de réaction suffisamment forte (S_2, *fig.* 150) dans le circuit primaire du transformateur ou bien dans le circuit secondaire.

c. On peut éviter d'une manière très simple tous les inconvénients qu'entraîne l'emploi du courant alternatif, en utilisant un dispositif imaginé par la Compagnie de T. S. F. et qu'elle désigne sous le nom de *bobine d'induction à résonance.* Le transformateur (bobine d'induction) comprend un noyau de fer ouvert; le circuit à condensateur est monté sur ses bornes à la manière ordinaire (*fig.* 151). L'éclateur F est disposé

Fig. 151.

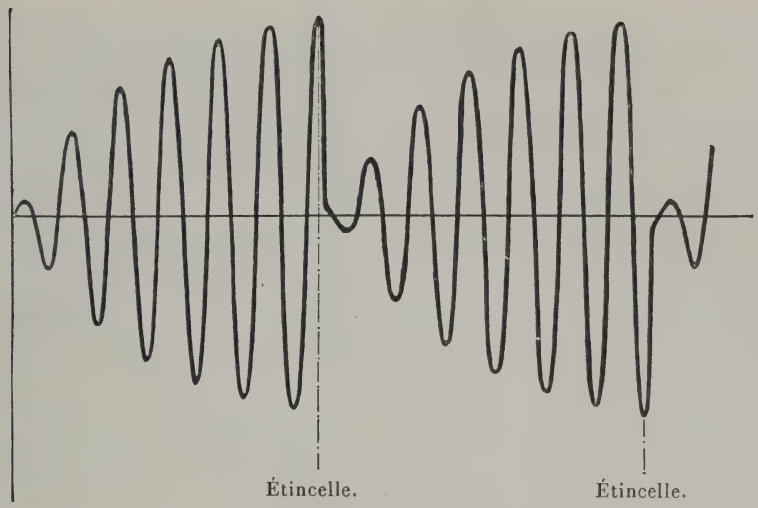


de telle façon que la tension secondaire normale ne suffise pas à le traverser. On est donc dans le cas étudié dans 61 et 62 : un système primaire oscillant non amorti (induit de l'alternateur, bobine D, enroulement primaire S_1 de la bobine d'induction) couplé avec un circuit à condensateur (enroulement secondaire S_2 de la bobine d'induction, $ABCDES_2$). Si l'on a pris soin que les deux circuits soient en résonance, le processus des oscillations, quand on ferme le circuit primaire, est représenté par la figure 152. L'amplitude du courant et par suite l'amplitude de la tension s'élèvent de plus en plus à chaque période, et cela très au-dessus de la valeur normale de la tension, jusqu'à ce que, après un certain nombre de périodes, la tension soit devenu suffisamment forte pour qu'une étincelle éclate en F et par suite que le circuit à condensateur FABCDEF entre en oscillations rapides.

L'énergie, qui s'était accumulée dans le circuit à condensateur $S_2ABCDES_2$, est rapidement consommée par ces oscillations. La tension tombe donc rapidement, il ne se forme aucun arc voltaïque et le courant dans le circuit primaire ne monte pas sensiblement.

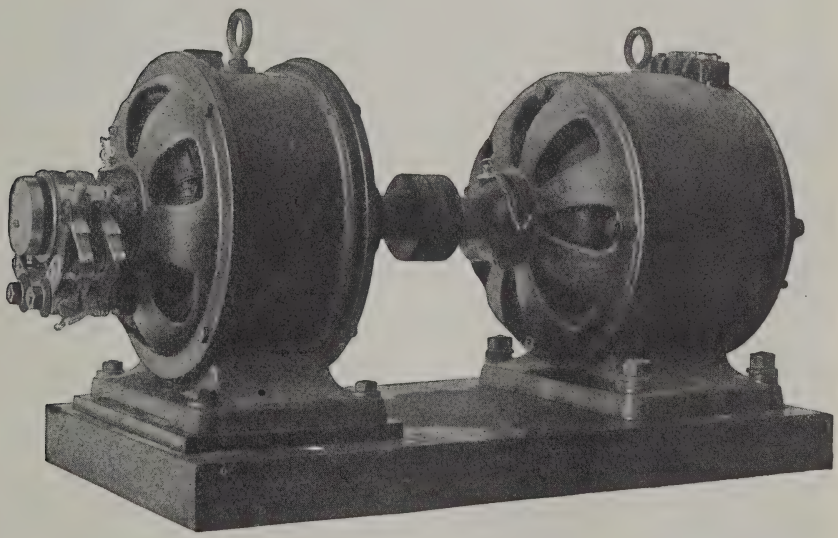
Le phénomène se reproduit dans les périodes suivantes. Une étincelle

Fig. 152.



jaillit à nouveau lorsque, après un certain nombre de périodes, l'énergie

Fig. 153.



accumulée dans le système secondaire a suffisamment élevé la tension (61 *c*).

Les avantages du dispositif sont donc les suivants : suppression de l'arc voltaïque, du court-circuit dans l'enroulement secondaire, de la

Fig. 154.

réaction sur le système primaire; plus petit nombre d'étincelles et ten-

sion beaucoup plus forte que si elle dépendait du rapport de transformation du transformateur (*).

Pour un transformateur donné et une fréquence donnée, il y a un degré de couplage optimum. Pour pouvoir l'obtenir, il est recommandé d'introduire une bobine de réaction réglable dans le circuit primaire (D, *fig.* 151) ou dans le circuit secondaire.

Lorsqu'on ne disposera pas de courant alternatif, mais seulement de courant continu, on emploiera une commutatrice ou un groupe convertisseur (*fig.* 154).

A la station de Nauen, la Compagnie de T. S. F. emploie une machine à vapeur de 65 chevaux comme moteur de l'alternateur (*fig.* 153). La transformation à haute tension se fait par quatre transformateurs montés en parallèle (à droite sur la figure 154). Deux bobines de réaction à haute tension sont montées dans le circuit secondaire (à gauche sur la figure 154).

101. Manipulateur. — *a.* Comme dans la télégraphie ordinaire, on emploie pour télégraphier un manipulateur. Au contraire de ce qui se passe en télégraphie ordinaire, on se trouve en présence de la difficulté d'interrompre un circuit dans lequel circule un courant intense et possédant une self-induction élevée. Dans ces conditions, il se produit de très fortes étincelles qui dégradent les contacts du manipulateur.

On peut diminuer ces étincelles en n'interrompant pas complètement le circuit. Le dispositif de la figure 150 par exemple réalise ce desideratum : en appuyant sur le manipulateur, la bobine de réaction est mise en court-circuit ; en relevant le manipulateur, la bobine de réaction est de nouveau introduite dans le circuit ; le courant est donc simplement augmenté ou diminué, mais il n'est jamais interrompu complètement. Au lieu de mettre la bobine de réaction en court-circuit, on peut inverser le phénomène (*fig.* 151) ; la bobine de réaction se trouve toujours dans le circuit et c'est la bobine primaire du transformateur qui est alternativement court-circuitée et mise en circuit (**).

On a tourné très simplement la difficulté d'interrompre des courants très forts en employant des manipulateurs construits par la Compagnie de T. S. F., d'après les données de F. Braun, et par la Compagnie Mar-

---

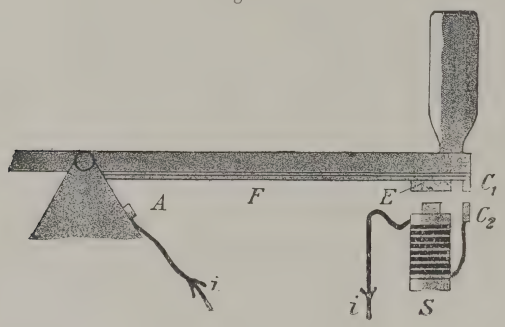
(*) Avec 100 alternances par seconde, on réussit à n'obtenir que 5 étincelles par seconde environ et la tension secondaire atteint le triple de sa valeur normale.

(**) Dispositif de la station de Nauen. On emploie en outre un manipulateur relais. Le manipulateur, qui est actionné à la main, ferme un circuit de courant continu, qui agit sur le manipulateur T de la figure 151.

coni, d'après les données de A. Gray. La figure 155 donne une vue schématique d'un de ces appareils (*).

En dessous du manipulateur proprement dit se trouve une armature de fer E et un contact de platine C_1. Si le manipulateur et avec lui le ressort F sont abaissés, le contact C_1 touche le contact C_2 et le courant primaire *i* de la bobine d'induction ou du transformateur est fermé. Non seulement il traverse le manipulateur par le chemin AFC_1C_2, mais il passe aussi par la bobine S. Si maintenant on lâche le manipulateur de manière qu'il se soulève, le contact C_1 ne s'écarte pas du contact C_2, car

Fig. 155.



l'action magnétique du courant dans la bobine S attire encore l'armature E et par suite maintient encore le ressort F et le contact C_1. Ce n'est que quand le courant primaire s'annule que l'armature E abandonne la bobine S ; le contact C_1 se sépare alors de C_2 sous l'action du ressort F, mais il ne se produit pas d'étincelle.

b. Quand il s'agit de télégraphier le plus vite possible, comme par exemple dans le télégraphe rapide de Wheatstone, on emploie un manipulateur automatique.

Le principe est le suivant. Les télégrammes sont découpés en langage télégraphique (*fig.* 156) dans une bande de papier suffisamment fort ou

Fig. 156.

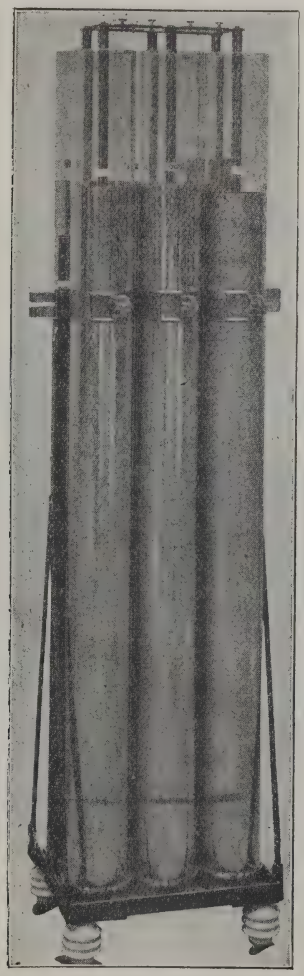
d'une autre substance isolante. Si l'on fait passer cette bande entre les contacts d'un manipulateur approprié, le circuit est fermé quand une partie découpée passe sur le contact.

(*) Ces dispositifs ont une grande importance, car ils empêchent la production de très hautes tensions par interruption brusque du circuit.

Un manipulateur automatique forme une partie constituante normale des dispositifs d'émission de Lodge et Muirhead ; Marconi a parfois aussi employé ces manipulateurs.

102. Le circuit à condensateur (Circuit excitateur). — *a. Condensateurs.* — Les conditions, auxquelles les condensateurs ont à satisfaire, sont :

Fig. 157.



1° Une grande résistance à la perforation ;
2° Un faible encombrement et une forme commode

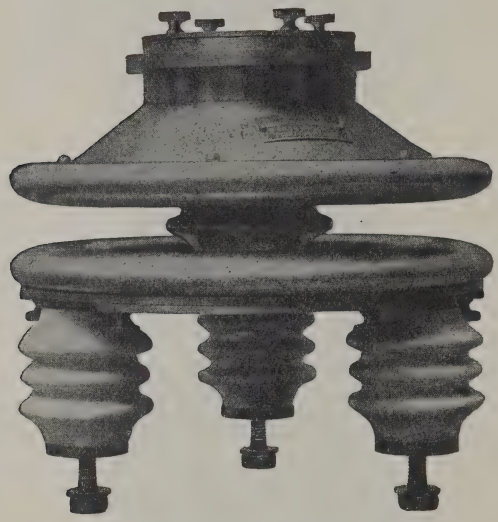
3° Une faible consommation d'énergie par hystérésis diélectrique;

4° Pas d'effluves.

Les conditions 1°, 2° et 3° sont remplies par les condensateurs à lames employant comme diélectrique du flint de bonne qualité. Seulement, on se heurte à des difficultés techniques considérables, lorsqu'on veut obtenir du flint en plaques suffisamment grandes. Si l'on veut conserver le flint comme matière isolante, on est forcé d'employer des condensateurs en forme de bouteille ; c'est la solution généralement adoptée. Leur défaut est que, pour obtenir de grandes capacités, on est obligé d'employer un très grand nombre de bouteilles et qu'il est très difficile d'éviter les courants parasites dans les armatures. La figure 157 représente une batterie de bouteilles semblable à celles qu'utilise la Compagnie de T. S. F. dans les stations de 500^{km} de portée.

Afin de diminuer l'influence préjudiciable des effluves, on emploie le

Fig. 158.



montage en série; dans certaines circonstances la perte d'énergie par hystérésis diélectrique s'en trouve également diminuée (15).

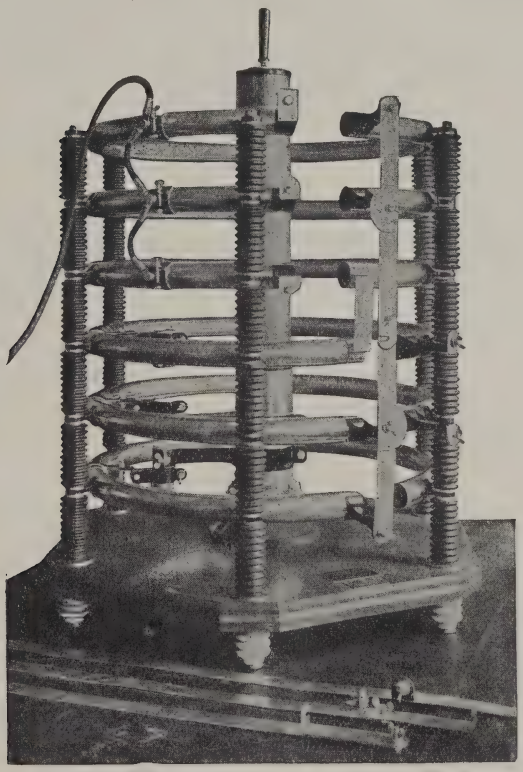
A la station de Nauen (*fig.* 154), il y a trois batteries, chacune de 120 bouteilles, montées en série. Les bouteilles sont hautes et étroites, ce qui est particulièrement avantageux (79 *e*).

De Forest a préconisé l'emploi de condensateurs à lames de verre et, pour diminuer les effluves, il les place dans un récipient rempli d'huile lourde bonne isolante ([86]). Fessenden ([18]) a préconisé des condensateurs à air comprimé. Les inconvénients principaux des condensateurs à air

sont leur faible résistance à la perforation, leur tendance aux effluves (*) et leur faible capacité ; les deux premiers inconvénients semblent être considérablement diminués par l'emploi de l'air comprimé. Mais il reste l'obligation de donner aux condensateurs de très grandes dimensions, ce qui avec l'emploi de l'air comprimé rend l'installation compliquée.

b. Les électrodes de l'éclateur doivent être construites de telle sorte que leur rayon de courbure soit aussi grand que possible (41) et de manière à prévenir le plus possible un échauffement nuisible. Les électrodes en forme d'anneaux de très grandes dimensions semblent se très bien comporter ; la Compagnie de T. S. F. les emploie (*fig.* 158).

Fig. 159.



L'éclateur est fréquemment enfermé dans une boîte, afin d'amortir un peu le bruit assourdissant que produit la décharge de fortes capacités à hautes tensions. Le fait d'enfermer l'éclateur dans une boîte a permis

(*) Effluves de la première espèce (16 *a*).

l'emploi d'un autre gaz que l'air ou d'une autre pression que la pression atmosphérique (*).

c. On ne peut vraiment rien dire de bien général sur le conducteur du circuit à condensateur. Un de ceux employés par la Compagnie de T. S. F. pour les stations de 1000^{km} de portée est représenté par la figure 159. Il se compose de tubes de cuivre argenté, les spires sont montées en partie en parallèle.

Dans les conducteurs qui sont destinés aux dispositifs des figures 143 ou 144, les connexions A et B sont mobiles, de manière que la fréquence et le degré de couplage puissent être facilement réglés.

Une exigence, qui s'explique d'elle-même, est que le conducteur soit placé de manière que les courants parasites dans les armatures des condensateurs et dans les autres conducteurs soient diminués le plus possible. Il semble que jusqu'ici on se soit très peu préoccupé de cette question. Beaucoup de dispositifs émetteurs donnent l'impression d'avoir été construits non seulement dans l'intention de télégraphier, mais encore dans celle de chauffer le local qui les renferme par la chaleur développée par les courants parasites.

(*) Des propositions dans ce sens ont été faites par diverses maisons. Je ne sais si l'avantage qu'on en retire justifie la complication que ces dispositifs entraînent.

CHAPITRE VIII.

L'ÉMETTEUR POUR EXCITATION PAR IMPULSION ET POUR OSCILLATIONS NON AMORTIES.

I. — L'ÉMETTEUR POUR EXCITATION PAR IMPULSION OU ÉMETTEUR DE WIEN.

103. Généralités. — Dans ces derniers temps, il semble que l'excitation par impulsion (59) soit entrée dans la pratique de la T. S. F. et cela grâce aux travaux de M. Wien ([51]). A la vérité, R.-A. Fessenden ([89]) avait déjà utilisé un dispositif, dans lequel assurément l'excitation par impulsion était prépondérante, mais sans en avoir eu l'intention et sans l'avoir discerné. M. Wien est le premier qui, à ma connaissance, ait remarqué l'existence de ce phénomène et qui ait indiqué quels avantages il présentait pour la T. S. F.

Les dispositifs qu'on emploie dans la pratique sont représentés par les figures 160 et 161. Dans le cas de la figure 160, on emploie parfois pour l'antenne le *montage en volant* (108 *e*).

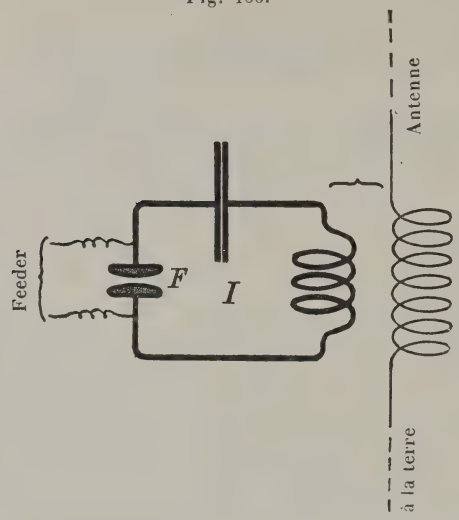
Ces montages, principalement celui de la figure 160, sont identiques en apparence à celui de l'émetteur de Braun (94). Une différence essentielle réside cependant dans le fait suivant : dans l'émetteur de Braun, le circuit primaire est en général plus faiblement amorti que le système secondaire, en tous cas jamais plus fortement ; dans l'émetteur de Wien, au contraire, le circuit primaire (circuit d'impulsion) est beaucoup plus fortement amorti que le système secondaire, c'est dans ce cas seulement que se produit l'excitation par impulsion.

En conséquence, les ondes émises par les émetteurs sont différentes.

Dans l'émetteur de Braun, avec un couplage lâche, on obtient une onde unique qui a sensiblement l'amortissement du système primaire ; avec un couplage plus serré, on obtient deux ondes de fréquences et de décréments différents. L'émetteur de Wien envoie une onde unique, dont le décrément est celui du système secondaire. Si l'on monte entre le circuit d'impulsion et l'antenne un circuit à condensateur comme

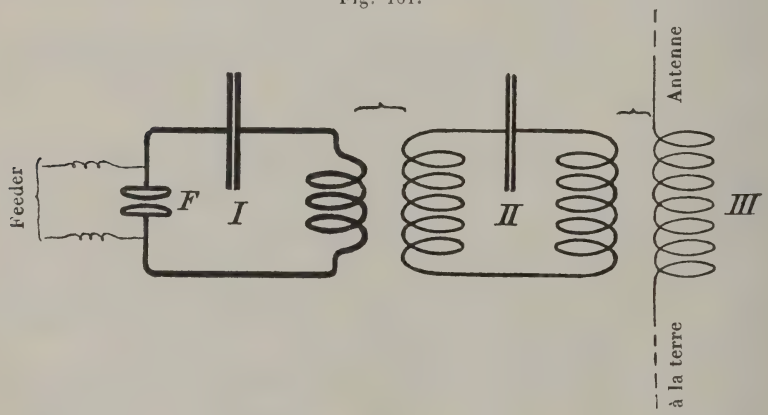
système secondaire, qu'on appellera *circuit intermédiaire*, et qu'il soit en couplage lâche avec l'antenne, on pourra obtenir dans l'antenne, par

Fig. 160.



une construction appropriée, les oscillations très faiblement amorties du circuit intermédiaire. L'inconvénient de ce dispositif provient de

Fig. 161.



la consommation d'énergie dans le circuit intermédiaire qui diminue le degré d'action ; mais cet inconvénient disparaît d'autant plus que la condition d'un amortissement le plus petit possible dans le circuit intermédiaire est mieux réalisée.

Une différence pratique entre les émetteurs de Braun et de Wien consiste en ce que, dans l'émetteur de Braun, le degré de couplage peut être arbitrairement choisi dans de grandes limites 96*c* et 97 *b*, tandis que, dans l'émetteur de Wien, il est très important de choisir le degré de couplage optimum entre le circuit d'impulsion et le système secondaire.

Les différents systèmes, dans lesquels l'excitation par impulsion est employée, diffèrent entre eux, d'une part par l'espèce et la disposition de l'éclateur, d'autre part par la manière dont est obtenue la charge du condensateur dans le circuit d'impulsion.

104. Circuit d'impulsion à lampe à mercure ([87]). — La Compagnie de T. S. F. a tout récemment employé le dispositif suivant qui rappelle beaucoup le dispositif employé pour les oscillations amorties ordinaires. La charge est obtenue comme précédemment par une bobine d'induction ou un transformateur à courant alternatif. Comme éclateur, elle emploie, d'après les indications de R. Rendahl, une lampe à arc à mercure, c'est-à-dire un tube de verre dans lequel on a fait le vide et à électrodes de mercure. Il semble seulement essentiel que la forme de ces lampes soit telle qu'il existe, au-dessus des électrodes, un espace suffisamment grand pour la réfrigération et la condensation des vapeurs de mercure. De plus, les tubes doivent présenter le meilleur vide possible et l'on ne doit employer que du mercure pur.

Un inconvénient de la lampe à mercure est qu'on ne peut dépasser des tensions de 10000 volts ; pour des tensions plus élevées, on a recours à plusieurs lampes montées en série. Un de leurs grands avantages est qu'on peut sans inconvénient augmenter beaucoup le nombre d'étincelles par seconde. La conséquence est que les décharges prises individuellement peuvent se succéder rapidement et que l'emploi de masses d'énergie relativement grandes est possible. On obtient un nombre d'étincelles élevé, en se servant pour la mise en action du transformateur d'une machine de fréquence beaucoup plus élevée que celles habituellement employées dans l'industrie, et selon toute apparence en profitant en outre des étincelles partielles (43 *c*).

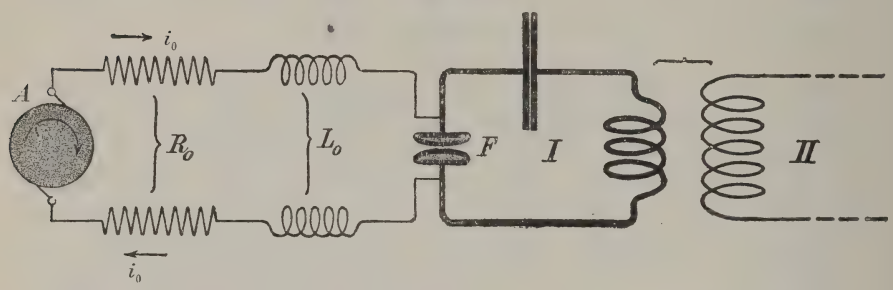
Il semble, d'après les expériences faites jusqu'ici, que le degré d'action qu'on obtient, avec le dispositif de la figure 161 et une lampe à mercure comme éclateur, est très bon ([88]), en supposant que le degré de couplage entre le circuit d'impulsion I et le circuit intermédiaire II ait été judicieusement choisi.

105. Circuit d'impulsion à éclateur métallique solide. Généralités. — Il résulte de 59 qu'on peut employer, dans le circuit d'impulsion, à la

place d'une lampe à mercure, un éclateur à électrodes métalliques solides en liaison avec la bobine d'induction ou le transformateur à courant alternatif. Mais l'ensemble de ce dispositif n'a pas donné jusqu'à présent de bons résultats et l'on emploie habituellement, pour charger les condensateurs du circuit d'impulsion, du courant continu à haute tension.

L'installation est particulièrement simple (*fig.* 162). Le circuit d'im-

Fig. 162.



pulsion I est relié à une machine à courant continu A par l'intermédiaire de résistances R_0 et, le cas échéant, de self-inductions L_0.

Pour un rapport judicieux de la tension, de la distance des électrodes et du courant d'alimentation i_0, on obtient non seulement un arc lumineux entre les électrodes métalliques, mais également des oscillations amorties dans le circuit à condensateur. En outre, les décharges du circuit à condensateur prises individuellement se succèdent avec une rapidité extraordinaire ; on atteint avec les dispositifs usuels plusieurs milliers de décharges par seconde. Il résulte de mes expériences qu'il est très avantageux pour la régularité des décharges de surélever la tension le plus possible, en tous cas de ne pas demeurer au-dessous de 1000 volts.

On ne s'écarte pas beaucoup de cette méthode d'excitation, lorsqu'on remplace la machine à courant continu par un alternateur (ou un transformateur), mais la distance entre les électrodes doit être beaucoup plus faible que la distance explosive correspondant à l'amplitude de la tension de la machine (ou du transformateur). Il se produit alors un très grand nombre d'étincelles partielles, pendant chaque demi-période du courant alternatif, et par suite un très grand nombre de décharges du circuit à condensateur.

Le fonctionnement avec courant alternatif présente sur celui avec courant continu à haute tension les différences suivantes :

1° Il est plus facile de produire avec du courant alternatif les hautes

tensions de quelques milliers de volts avantageuses pour les applications ;

2° Il est plus facile d'obtenir des décharges régulières avec du courant alternatif qu'avec du courant continu ;

3° Il y a en plus des avantages considérables pour le récepteur lorsqu'on emploie un alternateur d'un grand nombre de périodes (**166** *b*).

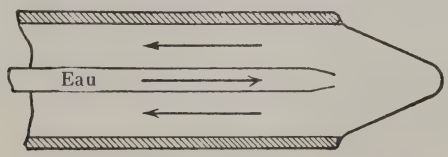
Il n'a été fait jusqu'à présent aucune mesure méthodique sur la manière dont se comporte le degré d'action, suivant qu'on emploie du courant alternatif ou du courant continu ([88a]).

La condition que l'amortissement, dans le circuit primaire, soit plus fort que dans le système secondaire (**103**), est généralement suffisamment satisfaite par le simple fait que la distance entre les électrodes de l'éclateur est prise très petite, très inférieure à 1^{mm}, comme dans le dispositif primitif de M. Wien (étincelles sifflantes). Dans ce cas, l'amortissement du système primaire est très grand (**13** *d*), et, en le couplant avec un système secondaire modérément ou faiblement amorti, on réalise l'excitation par impulsion : on obtient dans le système secondaire une succession rapide d'oscillations propres de ce système.

106. Circuit d'impulsion à éclateur métallique solide. Différents dispositifs. — *a*. Elihu Thomson ([89]) est le premier qui, à ma connaissance, ait démontré qu'avec le dispositif de la figure 162 on obtenait des oscillations dans le circuit à condensateur I. C'est Fessenden ([89]) qui a le premier appliqué ce dispositif à la T. S. F.

L'éclateur employé par Fessenden (F dans les dispositifs des figures 160 ou 162) est contenu dans un cylindre à air comprimé (6^{atm} environ). Le point délicat dans la construction des électrodes consistait à obtenir une réfrigération la plus intense possible : dans ce but, les électrodes sont formées par une feuille d'argent extrêmement mince ($0^{mm},4$) et sont disposées pour une circulation d'eau (*fig.* 163).

Fig. 163.



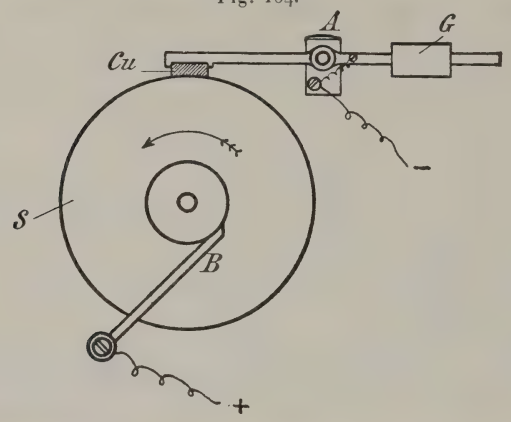
Fessenden employait comme source une machine à courant continu à haute tension de 4500 volts, le courant d'alimentation atteignait une intensité de quelques dixièmes d'ampère.

b. Dans le dispositif de S.-G. Brown ([90]) (*fig.* 164), l'une des électrodes de l'éclateur se compose d'un disque d'aluminium S tournant lentement

et sur lequel l'autre électrode formée d'un bloc de cuivre est très légèrement appuyée.

c. La caractéristique des dispositifs présentés par Marconi ([91]) est que

Fig. 164.



les électrodes de l'éclateur du circuit d'impulsion sont formées de disques tournant très rapidement. L'éclateur est simple ou double (voir *fig.* 174), le montage est celui de la figure 160.

d. Une série de nouveaux dispositifs est apparue dans ces derniers temps, tels ceux de de Lepel, de W. Peuckert, de de Koch et de la Compagnie de T. S. F. Dans tous ces dispositifs, sur lesquels je n'ai pas été autorisé à donner des détails précis, on emploie généralement des électrodes métalliques à très faible écartement. Dans l'appareil de de Koch, on se sert d'une soufflerie à courant d'air tournant, qui produit non seulement une désionisation intensive et une réfrigération de l'éclateur, mais qui agit aussi de telle sorte que l'étincelle passe toujours en un nouveau point des électrodes (tout comme avec les électrodes rotatives de Marconi). On a démontré que le montage en série de plusieurs éclateurs était très avantageux [Espinosa de las Monteros ([52]), Compagnie de T. S. F.].

La charge du condensateur dans le circuit d'impulsion est obtenue par du courant continu ou du courant alternatif, comme précédemment et de la manière déjà indiquée (105).

II. — L'émetteur pour oscillations non amorties (*).

107. Les différents dispositifs. — Le dispositif, qui dans un circuit à

(*) Je désigne sous l'appellation d'*oscillations non amorties* des oscillations pour

condensateur permet d'obtenir d'une manière continue des oscillations d'amplitude constante, est celui de la figure 162. On obtient avec ce dispositif des oscillations amorties ou des oscillations non amorties, selon la constitution du circuit à condensateur y compris l'éclateur, la tension de la machine, la force du courant d'alimentation et également le couplage avec le système secondaire (*voir* § III).

a. On a mentionné à 106 que le dispositif de la figure 162 avait déjà été employé par El. Thomson. On ne peut savoir s'il avait obtenu dans ses expériences des oscillations amorties ou non amorties. En tous cas, il est bien réellement le premier qui ait démontré qu'avec du courant continu on pouvait produire d'une manière durable des oscillations dans un circuit à condensateur.

Dans le dispositif d'El. Thomson, les électrodes de l'arc lumineux (éclateur) sont métalliques et solides, elles sont placées dans l'air à la pression atmosphérique. Il est difficile, dans ces conditions et pour des tensions qui ne dépassent pas beaucoup 1000 volts, d'obtenir des oscillations d'amplitude constante dans un circuit à condensateur, si ce dernier doit fournir une énergie appréciable à un système secondaire avec lequel il est couplé.

b. Un progrès important a été réalisé par Duddell, lorsqu'il a employé dans le dispositif de la figure 162 des charbons de lampe à arc comme électrodes de l'éclateur. Il est alors facile d'obtenir d'une manière continue des oscillations d'amplitude constante dans un circuit à condensateur, même si une quantité d'énergie appréciable est empruntée au circuit à condensateur par un système secondaire (*).

On se heurte à des difficultés, lorsqu'on cherche à augmenter la fréquence dans le dispositif de Duddell, de manière à pouvoir l'utiliser en T. S. F. On a admis pendant longtemps qu'il était impossible, par l'emploi d'un arc lumineux à charbons disposé d'après la méthode de Duddell, de produire des oscillations non amorties dont la fréquence dépassât 10^5 par seconde. Wertheim-Salomonson ([92]) a réfuté cette opinion par l'expérience; il est parvenu à obtenir des oscillations d'une fréquence de 4.10^5 par seconde, avec le dispositif de Duddell; toutefois, l'énergie qui pouvait être empruntée à ces oscillations était si faible que

---

lesquelles l'amplitude reste la même de période en période [Ier ou IIe mode d'oscillations dans la méthode de l'arc lumineux (114 et 115)]. On les a fréquemment désignées sous le nom d'oscillations *entretenues*; je désigne sous ce vocable des oscillations dont l'amplitude varie de période en période (voir *fig.* 193). Actuellement l'expression ne serait donc pas assez précise.

(*) Si la fréquence est comprise entre les limites des tons perceptibles, on entend le son correspondant à la fréquence considérée; d'où le nom, donné parfois à ce dispositif, de *arc chantant*.

ces expériences ne pouvaient encore être considérées comme une solution pratique du problème consistant à produire des oscillations non amorties utilisables en T. S. F. ([93]).

c. Le problème a été premièrement résolu par V. Poulsen ([94]). Il a montré que les dispositifs d'El. Thomson ou de Duddell pouvaient produire des oscillations non amorties d'une fréquence et d'une énergie suffisantes pour la T. S. F., en les modifiant de la manière suivante :

1° L'éclateur [l'arc lumineux, F (*fig.* 162)] est placé dans l'hydrogène ou dans un gaz contenant de l'hydrogène ;

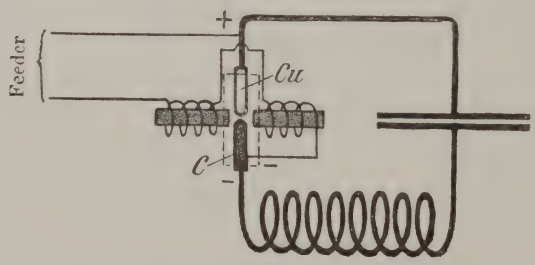
2° On fait agir sur l'arc lumineux un champ magnétique, dont la direction est perpendiculaire à la direction du courant (*soufflerie magnétique*) ;

3° On emploie comme électrode positive de l'arc lumineux une électrode de cuivre, pouvant être éventuellement refroidie par une circulation d'eau, et l'on conserve seulement pour l'électrode négative le charbon de lampe à arc. On ajoute à ce dispositif un régulateur, qui augmente la régularité des oscillations et a par suite une grande importance pratique ;

4° On fait tourner lentement l'une des électrodes (l'électrode de charbon).

Le dispositif de Poulsen (*générateur Poulsen*) est représenté schématiquement par la figure 165, dans laquelle l'appareil auxiliaire nécessaire

Fig. 165.



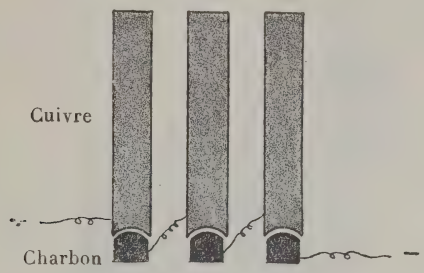
pour la rotation de l'une des électrodes est supprimé. Les deux bobines traversées par le courant continu et leurs noyaux de fer forment la soufflerie magnétique.

d. La Compagnie de T. S. F. est arrivée ([95]) à une solution un peu différente du problème, à la suite des expériences qu'elle a entreprises à l'instigation de H.-Th. Simon. Sa *lampe à haute fréquence* est caractérisée par les points suivants (*fig.* 166) :

1° L'électrode négative de l'arc lumineux est en charbon, l'électrode positive en cuivre; cette dernière est refroidie par une circulation d'eau;

2° L'arc brûle dans une excavation de l'électrode de cuivre, donc en substance dans le gaz formé par l'arc lumineux (*) ;

Fig. 166.



3° Plusieurs arcs semblables sont montés en série.

168. **Réalisation technique des générateurs Poulsen** ([96]). — *a.* La réalisation technique la plus ancienne du schéma donné par la figure 165 est représentée par la figure 179. La partie essentielle est une boîte carrée, la *chambre voltaïque.* Les électrodes placées horizontalement pénètrent dans cette chambre par des faces opposées ; l'électrode en charbon est mise en rotation lente par un petit moteur, l'électrode en cuivre est refroidie par une circulation d'eau (on voit dans la figure 179 le raccord du tuyau). Les noyaux des deux bobines, qui forment la soufflerie magnétique, pénètrent par les deux autres faces verticales de la boîte rectangulaire (on voit très bien ces deux bobines à droite et à gauche de la boîte dans la figure 179).

La construction moderne (**) du premier mode de générateurs Poulsen est donnée par les figures 167 *a* et *b*. Par opposition avec la forme ancienne, cet appareil a des électro-aimants beaucoup plus puissants et une forte réfrigération d'air de la chambre voltaïque, qui dans ce but est munie d'ailettes métalliques.

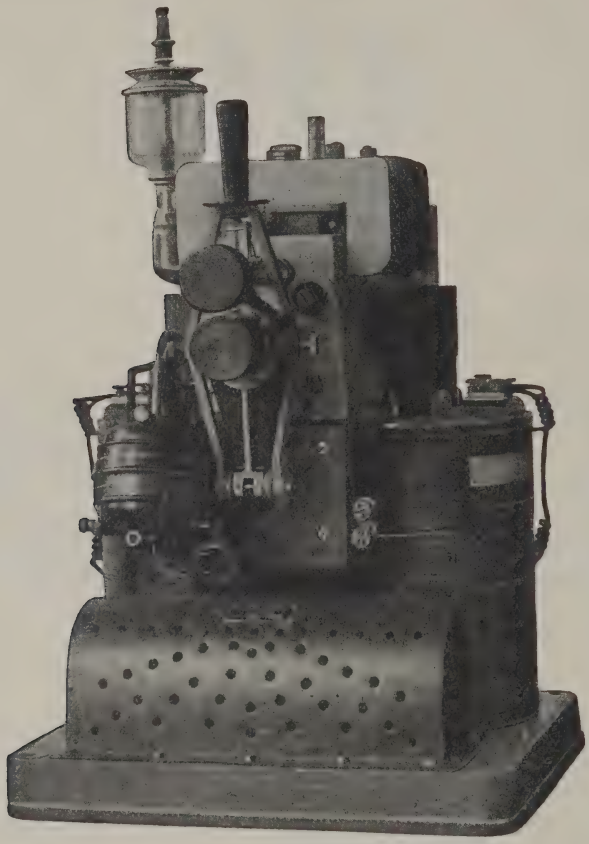
Le second mode de générateurs Poulsen est un peu différent, il est représenté schématiquement par la figure 168 et est surtout destiné à la téléphonie sans fil. L'arc lumineux est vertical, l'électrode de cuivre est à ailettes (R) et est située à la partie supérieure ; l'électrode de charbon, formée d'un bâton de charbon homogène de faible longueur, est située à la partie inférieure. Le champ magnétique est produit par une

(*) Comme dans les lampes à arc économiques.

(**) La construction des générateurs Poulsen est la propriété de l'Amalgamated Radiotelegraph C°, et des ateliers de construction téléphonique et télégraphique, C. Lorentz, A. G.

bobine unique S à noyau de fer vertical E_1 ; les lignes d'induction sont dirigées convenablement, grâce à un anneau de fer E_2 placé sur l'élec-

Fig. 167 *a*.



trode de cuivre. Le champ magnétique agit de façon que l'arc lumineux tourne lentement en cercle.

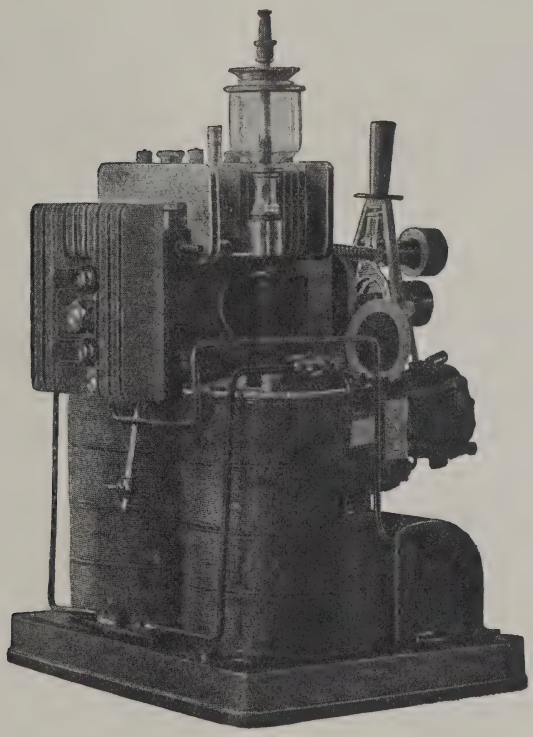
La réalisation technique de cette forme de générateurs Poulsen est représentée par les photographies des figures 169 *a* et *b*.

Le champ magnétique n'exerce pas seulement dans le second mode de construction la même action que dans le premier mode (*voir* 118 *b*), mais il agit encore de telle sorte que l'arc passe constamment en un nouveau point de l'électrode, la rotation d'une électrode est donc superflue. L'inconvénient de ce dispositif est qu'il ne permet pas d'employer la même force de champ magnétique que dans le dispositif à champ magnétique transversal et que l'utilisation du champ magnétique est

beaucoup moins avantageuse. Comme ce champ a la plus grande influence sur l'énergie des oscillations (118 *b*), le premier mode de construction à champ magnétique transversal est indiqué toutes les fois qu'il s'agira d'une très grande portée et par suite d'une grande masse d'énergie (*).

b L'atmosphère contenant de l'hydrogène est obtenue en faisant

Fig. 167 *b*.



passer, à travers la boîte du générateur Poulsen, un courant d'hydrogène. L'hydrogène provient soit d'une bouteille d'hydrogène du commerce, soit d'un appareil à eau et hydrure de calcium.

Le dispositif qui est maintenant toujours employé est beaucoup plus

(*) La station transatlantique Knockroe, qui travaille avec une énergie d'oscillations de 10 à 15 kilowatts, possède un champ magnétique transversal de 10 000 lignes de force par centimètre carré. La station Cullercoats (5 kilowatts) est montée avec un générateur Poulsen du second mode. L'énergie que l'on peut retirer des oscillations doit s'élever à environ 19 pour 100 de l'énergie produite par la machine à courant continu [94].

simple. Sur la boîte, se trouve un petit récipient de forme analogue à celle des graisseurs à huile (voir *fig.* 167 et 169). Dans ce récipient, on met de l'alcool, qui s'échappe goutte à goutte et tombe dans la chambre voltaïque du générateur Poulsen où il est volatilisé.

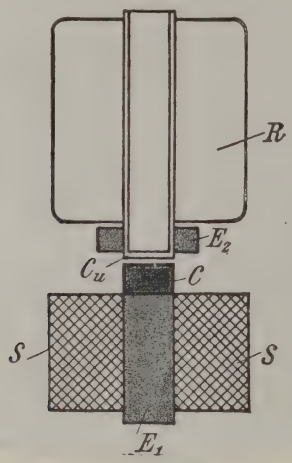
c. Le circuit à condensateur primaire doit remplir deux conditions importantes :

1° Amortissement le plus faible possible ;

2° Capacité relativement faible et grande self-induction.

La première condition est remplie, si l'on donne au conducteur la résistance ohmique la plus faible possible, si l'on évite la formation de courants parasites et si l'on renonce aux condensateurs à isolant solide à cause de l'hystérésis diélectrique. En fait, on emploie des condensateurs à air ou à huile de paraffine. L'emploi de ces condensateurs présente avec les oscillations non amorties beaucoup moins de difficultés

Fig. 168.



qu'avec les oscillations amorties. Avec les oscillations non amorties, on travaille avec une tension beaucoup plus faible (en général de quelques milliers de volts au plus) et une capacité beaucoup moins grande qu'avec les oscillations amorties (*voir* 118 *c*).

d. Poulsen semble employer dans ses stations des antennes à grand amortissement par rayonnement (elles ont parfois une forme analogue à celle des antennes en double cône). La raison en est vraisemblablement qu'il faut compenser par la grande puissance de rayonnement la faible grandeur de l'amplitude de courant (en comparaison avec l'amplitude des oscillations amorties).

e. Le couplage entre le circuit primaire et l'antenne (montage de la

figure 160) est lâche et par induction dans la station Knockroe; mais, à ce qu'il semble, on y travaille aussi occasionnellement avec un couplage très serré.

Dans ces derniers temps, on a souvent employé dans les stations Poulsen le *montage en volant* ([97]) : une bobine à très grand coefficient de

Fig. 169 *a*.

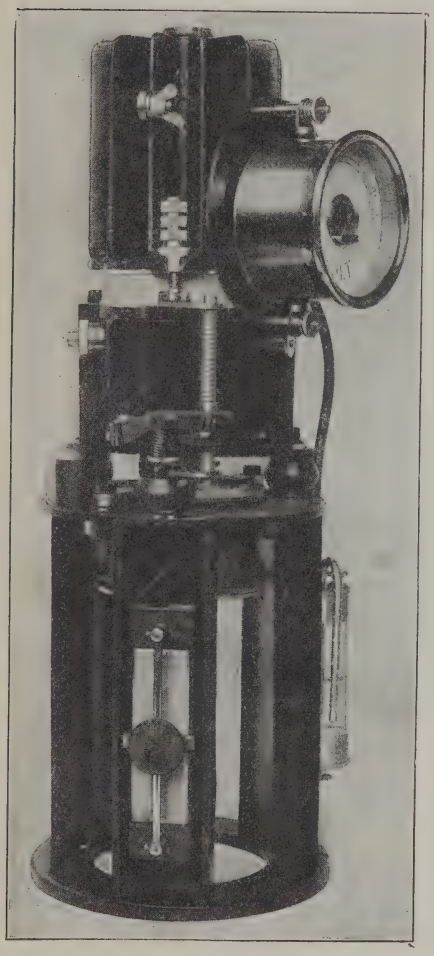
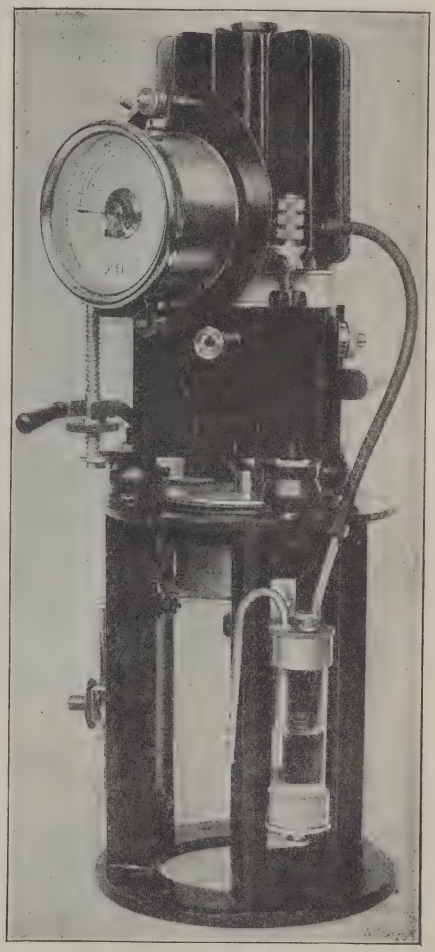


Fig. 169 *b*.

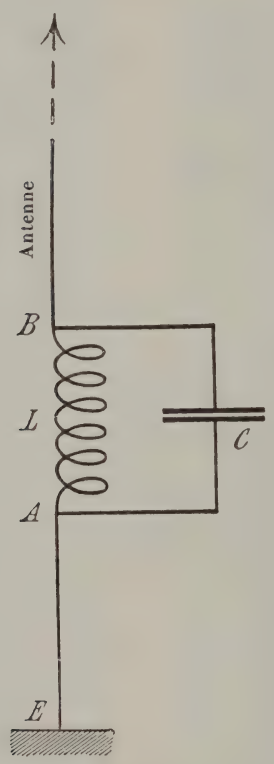


self-induction est intercalée dans l'antenne et un condensateur est monté en parallèle sur cette bobine (*fig.* 170). Comme le coefficient de self-induction de l'antenne est négligeable vis-à-vis de celui de la bobine, on a le droit de considérer le dispositif de la figure 170 comme un circuit

à condensateur, dont le coefficient de self-induction est celui de la bobine et dont la capacité est formée par celle du condensateur C et par celle du condensateur antenne-terre monté en parallèle avec lui. La fréquence de ce système est beaucoup plus faible que celle de l'antenne prise seule.

Le but de ce montage est de produire des oscillations régulières, par le fait que l'énergie échangée par période est augmentée (*voir* 8 *c* et 10 *a*) : c'est un fait d'expérience que, dans les oscillations non amorties produites par la méthode de l'arc lumineux, la régularité des oscillations

Fig. 170.



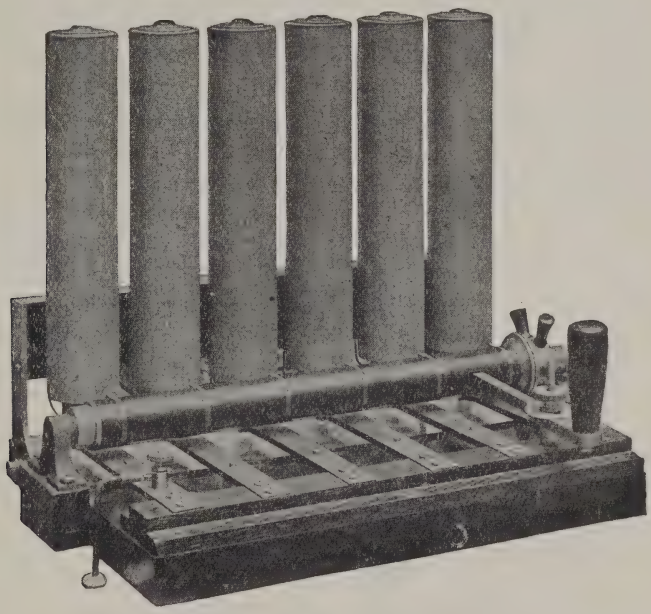
est d'autant plus grande que l'énergie échangée par période est plus grande par rapport à l'énergie dépensée par période.

Le générateur Poulsen peut être monté directement dans le conducteur AE (*fig.* 170) ou bien dans un circuit à condensateur spécial couplé, soit par induction, soit en couplage direct, avec le système représenté figure 170.

Le premier de ces montages est très avantageux dans beaucoup de cas et en particulier pour les usages militaires, car la longueur des ondes émises peut être changée d'une façon très simple par la variation de la self-induction L ou du condensateur C (*fig.* 170).

109. Dispositif de la Compagnie de T. S. F. ([95]). — *a.* La figure 171 *a* représente une lampe à haute fréquence de six éléments ; on peut d'après la figure 171 *b* se rendre compte de la construction des lampes. L'anode se compose d'un cylindre de laiton, qui est rempli d'eau et dont le fond est formé par une plaque de cuivre concave. Dans l'excavation

Fig. 171 *a*.

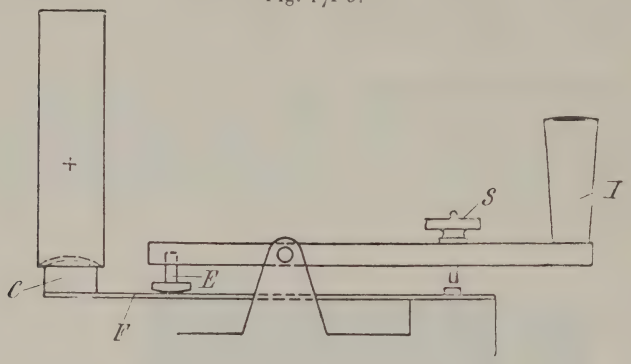


se trouve la cathode, constituée par un bâton de charbon homogène, court et terminé en calotte sphérique.

Chaque charbon C (*fig.* 171 *b*) est serti dans un cylindre métallique fixé sur un ressort F, sur ce ressort appuie de haut en bas un petit marteau isolé E ; le charbon est ainsi maintenu à une distance donnée de l'électrode de cuivre. On règle les six marteaux par leur vis de réglage, de façon que la distance des différents charbons à leur électrode de cuivre soit la même ; tous les marteaux sont montés sur un axe commun qui est mis en rotation par un levier H. Si l'on appuie sur le levier, tous les marteaux s'écartent des ressorts F, les charbons poussés par ces

ressorts portent alors sur les électrodes de cuivre et les arcs s'allument; si l'on abandonne le levier, les charbons s'écartent des électrodes de

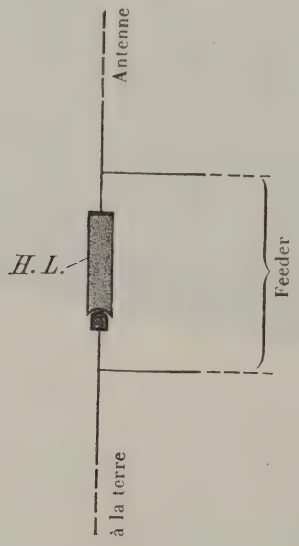
Fig. 171 *b*.



cuivre du même intervalle et dans chaque lampe il se forme un arc lumineux de même longueur.

b. Le nombre des éléments se règle d'après la tension de la machine :

Fig. 172.



à 220 volts on prend six éléments, à 440 volts 12, à 880 volts 24. Le courant d'alimentation est de 4 à 7 ampères. L'énergie qu'on peut retirer des oscillations s'élève à environ 10 pour 100 de l'énergie du courant continu ([95]).

c. Pour télégraphier, la Compagnie de T. S. F. emploie fréquemment le dispositif simple de la figure 172 ; la lampe à haute fréquence est montée dans l'antenne, de sorte que les oscillations de l'antenne sont excitées directement et non par l'intermédiaire d'un circuit à condensateur comme dans la figure 160.

110. **Précautions à prendre**. — *a*. Dans la télégraphie avec oscillations amorties, on emploie pour l'émission des télégrammes un manipulateur, par lequel le courant peut être alternativement ouvert et fermé. Avec les oscillations non amorties, les choses ne sont pas aussi simples ; les raisons en sont les suivantes :

1° L'écartement des électrodes, qui est le plus favorable à la production des oscillations, est en général trop grand pour que la tension de la machine soit suffisante pour que l'arc lumineux se reforme de lui-même, quand il vient à s'éteindre même pendant un dixième de seconde seulement. Il n'est donc pas suffisant pour l'allumage de fermer simplement le feeder avec un manipulateur ;

2° On pourrait y remédier de deux manières différentes. A l'aide de condensateurs convenablement montés, de bobines de self-induction, de transformateurs, on pourrait obtenir au moment de la fermeture du feeder une surtension qui produirait l'allumage de l'arc. On pourrait encore régler le manipulateur, de manière qu'en appuyant dessus les électrodes viennent tout à fait ou sensiblement en contact.

Mais ces deux solutions présentent un grave inconvénient. Il est assez difficile, avec les oscillations non amorties, de maintenir constantes la fréquence et l'amplitude des oscillations. Il est cependant de la plus grande importance de maintenir invariables, autant que possible, ces quantités qui ont la plus grande influence sur les oscillations. Si donc on ferme et l'on ouvre le courant d'alimentation, il est presque impossible d'obtenir un état stationnaire et d'exciter des oscillations ayant la constance nécessaire.

Il faut donc avoir grand soin, dans tous les dispositifs destinés à produire et à supprimer alternativement les ondes, que les oscillations du circuit à condensateur primaire (I, *fig.* 162) soient influencées le moins possible.

b. Ces conditions sont remplies d'une manière imparfaite par les dispositifs suivants :

1° On introduit et l'on supprime une résistance dans le feeder à l'aide d'un manipulateur. La force du courant d'alimentation varie ainsi, de telle sorte qu'elle soit alternativement favorable ou non favorable à la production des oscillations ([98]) ;

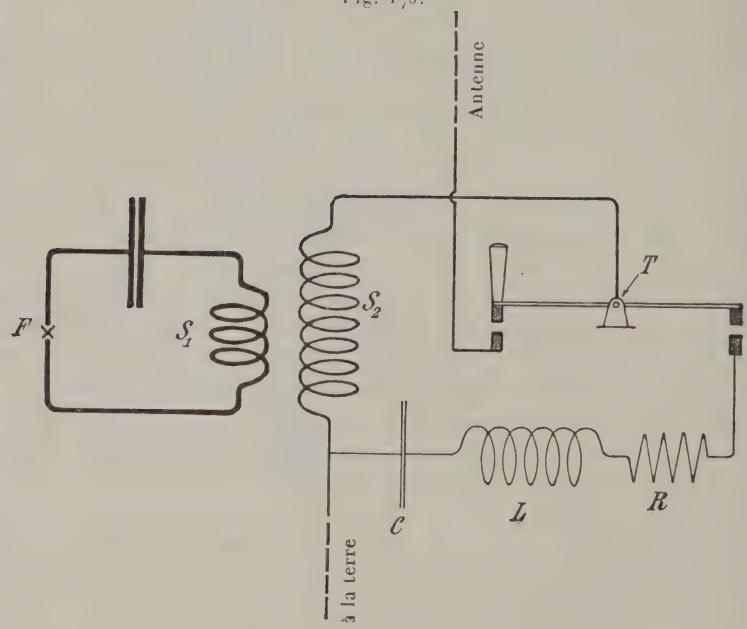
2° L'écartement des électrodes varie, de telle sorte que tantôt les oscillations se produisent, tantôt elles ne se produisent pas ([99]) ;

3° L'arrivée de l'hydrogène à l'arc lumineux (dans le dispositif Poulsen) est alternativement coupée et ouverte par un manipulateur actionné à la main ou automatiquement ([99]) ;

4° En outre du circuit à condensateur qui produit les oscillations pour l'antenne, un deuxième circuit à condensateur de plus faible fréquence et pouvant être fermé et ouvert par un manipulateur est disposé en parallèle sur l'arc. Si ce second circuit est fermé, c'est lui et non pas le circuit à condensateur I couplé avec l'antenne qui entre en oscillations (*), les oscillations de l'antenne sont donc interrompues ([99]) ;

5° Le conducteur aérien est fermé et interrompu par le manipulateur ou bien une résistance est introduite ou retirée du conducteur aérien ([101]).

Fig. 173.



c. Les conditions requises sont parfaitement satisfaites dans le dispositif de O. Pedersen ([101]), représenté schématiquement par la figure 173 et qui est d'un usage courant dans les stations Poulsen.

Si l'on appuie sur le manipulateur T, on ferme l'antenne ; si on l'abandonne, le circuit primaire I agit par induction sur le circuit à con-

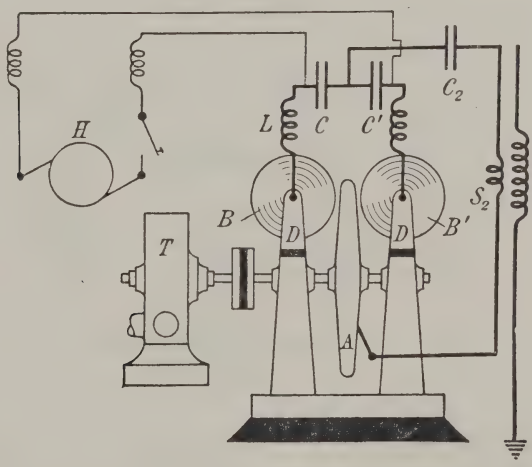
(*) D'une manière générale cela n'est pas exact dans tous les cas ([100]).

densateur fermé S_2CLR, dont la capacité, le coefficient de self-induction et le décrément ont la même valeur que les grandeurs correspondantes de l'antenne. Les relations restent donc exactement les mêmes, pour le circuit primaire, que le manipulateur soit relevé ou abaissé.

111. Émetteur Marconi pour oscillations non amorties ([102]). — Marconi a employé, dans ses stations transatlantiques de Clifden et de Glace Bay, un dispositif pour oscillations non amorties, dans lequel il n'est pas fait usage d'arc lumineux ; il est représenté figure 174. H représente une machine à courant continu à haute tension ; B, B′ et A sont des disques métalliques, qui peuvent être mis en rotation rapide (*) par un moteur. Les distances entre les disques B et A, B′ et A sont égales et très petites ; C et C′ sont des condensateurs semblables.

D'après les études de Marconi et de J. Erskine-Murray ([102]), le mode d'action de ce dispositif est approximativement le suivant. On peut se reporter au schéma plus simple de la figure 175, dans lequel l'an-

Fig. 174.



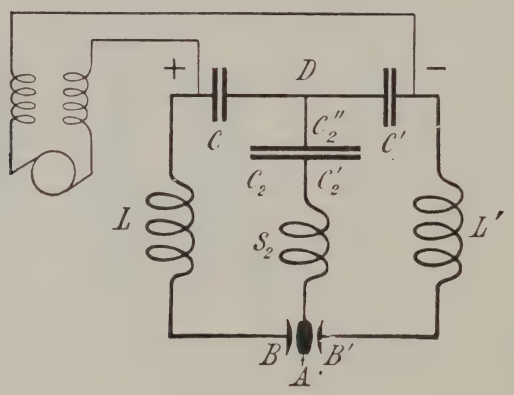
tenne n'est pas représentée. Tant qu'il ne passe pas d'étincelle entre B et A, ni entre B′ et A, le condensateur C_2 n'est pas chargé, car D et A et par suite les armatures C'_2 et C''_2 sont à la même tension. Si l'on augmente la tension de la machine, une étincelle jaillit finalement entre B et A ou entre B′ et A. Si l'on suppose que ce soit entre B et A, le condensateur C_2 se charge de telle sorte que la charge de C'_2 soit positive, et sa tension croît jusqu'à la tension du pôle positif de la machine, si l'on

(*) Pour A la vitesse circonférentielle est de plus de 100^m par seconde.

fait abstraction de la bobine S_2. Quand la charge est atteinte, l'électrode A est à la tension du pôle positif de la machine et la tension entre A et B′ est très sensiblement égale à la tension totale de la machine. Il s'ensuit qu'une étincelle éclate entre A et B′, le condensateur C_2 se décharge et se charge ensuite avec des signes opposés, de telle sorte que l'armature C'_2 possède alors une charge négative. Lorsque ce phénomène s'est produit, la tension entre A et B′ est alors très faible et la tension entre A et B est très sensiblement égale à la tension totale de la machine. La décharge du condensateur s'ensuit par une étincelle entre A et B; C'_2 se charge de nouveau positivement et ainsi de suite.

Les phénomènes sont plus complexes dans la réalité à cause de la FEM induite dans la bobine S_2; en particulier l'amplitude de la tension entre les armatures du condensateur C_2 atteint une valeur beaucoup plus élevée que la tension de la machine. Mais il n'en subsiste pas moins le résultat, qu'on peut obtenir de cette manière un courant oscillatoire d'amplitude constante dans le conducteur D C_2 S_2 A.

Fig. 175.



La rotation des électrodes est importante pour le régime de l'ensemble du dispositif. Si les électrodes de l'éclateur étaient fixes, les éclateurs BA et B′A resteraient ionisés. Par suite quand l'armature C'_2 se chargerait négativement, par exemple par B′A, une décharge se produirait par BA, tant qu'il y aurait entre B et A une tension un tant soit peu élevée. Le condensateur C_2 ne se chargerait jamais à des tensions considérables et, dans certaines circonstances, il se formerait en BAB′ un arc voltaïque.

La réalisation technique du dispositif Marconi n'est qu'imparfaitement connue. D'après les données de l'inventeur les longueurs d'onde atteignent 3660^m, le condensateur est un condensateur à

air de dimensions monstrueuses et d'une capacité de $1^{MF},6$; la tension à laquelle est chargé le condensateur (*) atteint 80 000 volts.

112. Émetteur pour la téléphonie sans fil ([103]). — Les expériences ayant pour but la transmission de la parole par les ondes électromagnétiques se poursuivent depuis plusieurs années déjà. Les résultats de ces expériences devaient demeurer insuffisants, tant qu'on utilisait des oscillations amorties, pour lesquelles les oscillations séparées se suivent à de grands intervalles. D'un autre côté, il était clair que le problème de la téléphonie sans fil serait résolu, du jour où l'on serait parvenu à produire des oscillations non amorties d'une fréquence et d'une énergie suffisantes.

a. Depuis déjà assez longtemps R.-A. Fessenden ([104]) avait cherché à produire des oscillations non amorties et par suite à téléphoner sans fil au moyen d'une machine à haute fréquence. Cette machine donnait une fréquence d'environ 80 000 par seconde ($\lambda = 3750^m$) avec une charge de 1 kilowatt (**) et excitait directement les oscillations d'un circuit à condensateur sans éclateur. Ce dernier induisait sur l'antenne et un microphone était intercalé dans le conducteur reliant l'antenne à la terre. Si une vibration de l'air agissait sur le microphone, la résistance du microphone était changée pendant la durée de cette vibration, il en était par suite de même du décrément de l'antenne et conséquemment de l'amplitude des oscillations dans l'antenne et de celle des ondes émises.

Les expériences semblent avoir donné de bons résultats; déjà à la fin de 1904 la Compagnie Fessenden, la General Electric Signalling Company, garantissait la transmission téléphonique sans fil à une distance de 25 milles anglais.

b. Maintenant qu'on est arrivé d'une façon simple, grâce à l'arc lumineux, à produire des oscillations non amorties, on y a recours pour la téléphonie sans fil. Les dispositifs sont quelque peu différents les uns des autres; on ne s'étendra que sur les deux plus récents.

1° Le dispositif de la Compagnie de T. S. F. ([105]) est représenté schématiquement par la figure 176. Le système, dans lequel on produit des oscillations non amorties par la lampe à haute fréquence HL (109), est le circuit à condensateur I. Le couplage avec le conducteur aérien, qui comprend une bobine d'accord AS, est un couplage par induction. Le microphone est monté parallèlement à la bobine secondaire S_2;

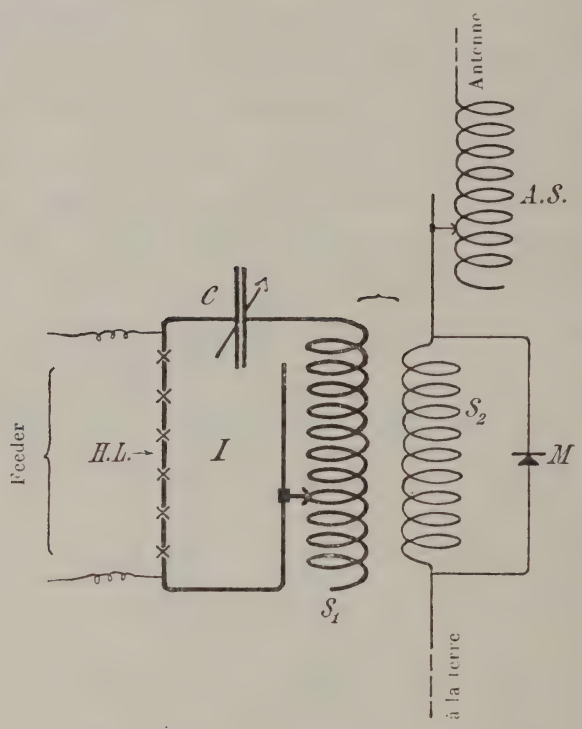
(*) Il est vraisemblable que c'est de C_2 qu'il s'agit.

(**) La dernière machine de Fessenden, mue par une turbine à vapeur, produit 2,5 kilowatts avec une fréquence de 90 000 par seconde.

l'amplitude des oscillations dans le conducteur aérien est d'autant plus faible que la résistance du microphone est plus faible.

La figure 177 montre la réalisation technique de ce dispositif dans le cas où l'on emploie une tension de 440 volts et par suite une lampe à haute fréquence de 12 éléments (ou 2 lampes de 6 éléments). Le mi-

Fig. 176.



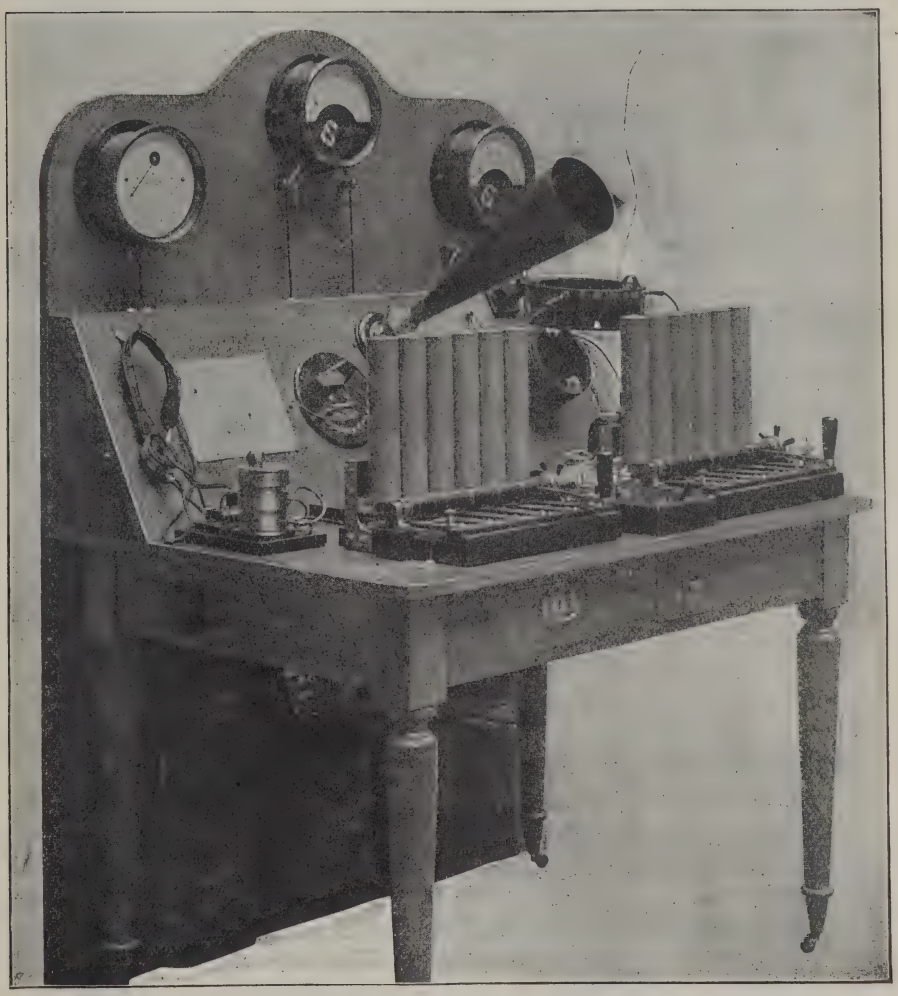
crophone se trouve à la base du cornet acoustique, à sa gauche et un peu plus bas est placée la bobine d'accord reliée aux fiches. A droite du microphone et à peu près à la même hauteur, on peut voir les deux bobines du transformateur (S_1S_2, *fig.* 176).

2° Le dispositif de Poulsen (*) ([105]) est représenté schématiquement par la figure 178 (**). Le circuit primaire comprend le générateur Poulsen PG (108); plusieurs microphones sont montés en série dans l'antenne. L'avantage de ce montage de plusieurs microphones en série est

(*) Le dispositif de de Forest est tout à fait semblable.
(**) D'après l'*Annuaire de T. S. F.*, t. I, 1908, p. 426.

que la variation proportionnelle, que subit l'amortissement total du conducteur aérien (et par suite l'amplitude des oscillations), du fait

Fig. 177.



de la variation de la résistance des microphones, est plus grande que si l'on emploie un microphone unique, à égalité d'intensité de son.

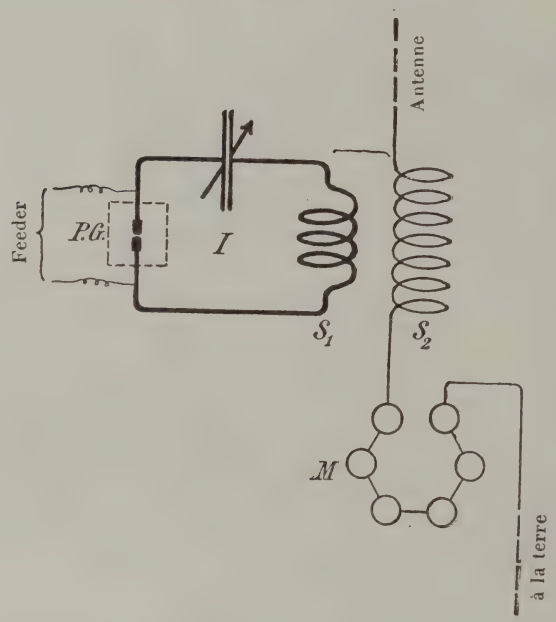
Dans la figure 179, qui représente une station Poulsen de téléphonie sans fil assez ancienne, le générateur Poulsen à forts électro-aimants se trouve devant à droite; à sa gauche on voit le condensateur variable. Les bobines primaire et secondaire sont à l'arrière plan, la dernière

est à contact glissant. Les microphones sont au milieu de la figure.

Dans les nouvelle stations de Poulsen, ou de la firme C. Lorenz, on emploie comme générateur celui représenté figure 169.

c. On peut encore employer dans la téléphonie sans fil les oscillations

Fig. 178.



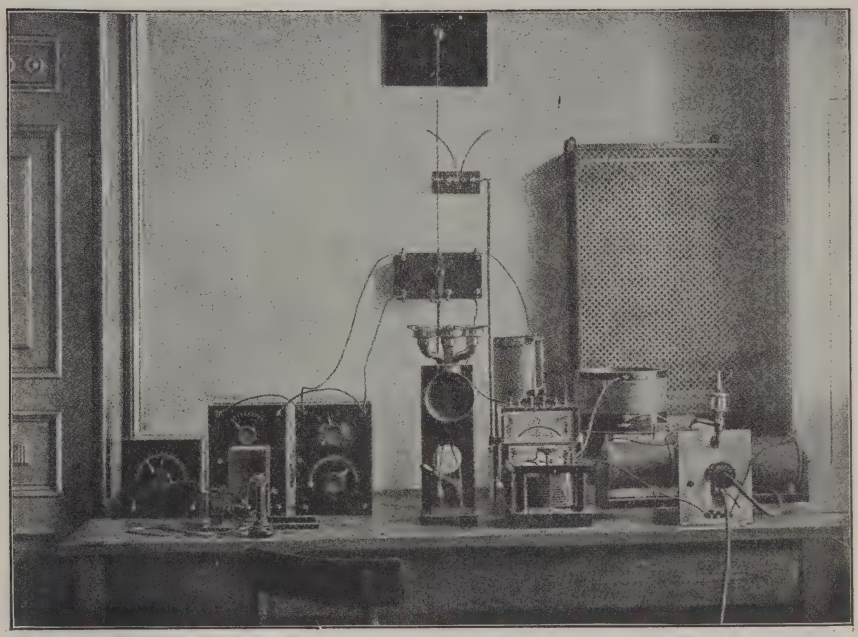
faiblement amorties étudiées dans le paragraphe I, qui sont excitées par impulsion et dont les décharges prises individuellement se succèdent très rapidement. Les expériences faites avec le dispositif de Fessenden sont dues en partie à lui-même, en partie à L.-W Austin ([89]). Ce dernier fait ressortir en particulier que tout bruit gênant est complètement supprimé. D'après de Lepel, son dispositif pour la téléphonie sans fil aurait été essayé avec succès.

d. L'intensité des sons au téléphone récepteur dépend de la variation proportionnelle qu'éprouve l'amplitude des ondes émises par suite de l'action du microphone. Il semble que cette variation est, jusqu'à un certain point, d'autant plus grande que la valeur de l'amplitude est plus grande (*). Le renforcement de l'action par ce procédé est

(*) De même, dans l'usage ordinaire des microphones, on peut augmenter jusqu'à un certain point la force du son dans le téléphone en augmentant l'intensité du courant continu dans le microphone.

limité du fait que les microphones usuels ne supportent que des courants

Fig. 179.



relativement faibles : c'est pourquoi Fessenden a construit un téléphone-relais, qui permet l'emploi d'un courant de 15 ampères ([105a]).

III. — Les phénomènes (*) dans la méthode de l'arc lumineux.

113. Caractéristique de l'arc lumineux. — Par caractéristique de l'arc lumineux (ou d'un autre conducteur traversé par un courant), on entend une courbe, dont les abscisses sont proportionnelles au courant traversant l'arc et dont les ordonnées sont proportionnelles à la tension entre les électrodes de l'arc.

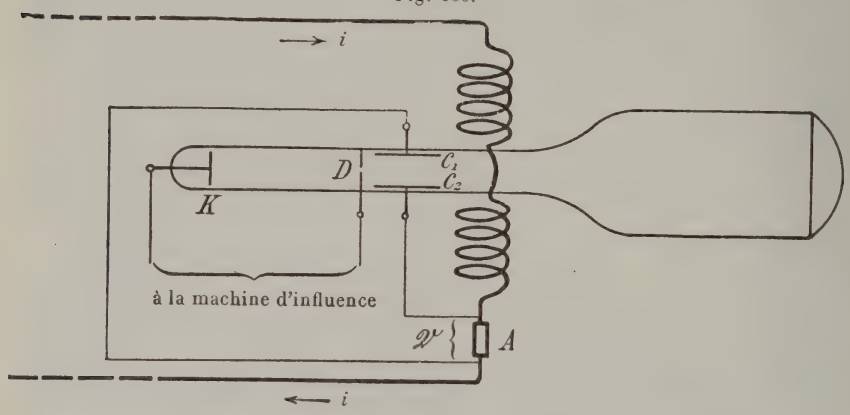
a. Détermination expérimentale. — La caractéristique pour le courant continu, ou caractéristique statique, s'obtient tout simplement en mesurant le courant avec un ampèremètre, la tension entre les

(*) L'explication de ces phénomènes est due tout particulièrement à W. Duddell, A. Blondel, H.-Th. Simon, H. Barkhausen ([106]).

électrodes de l'arc avec un voltmètre et en réunissant par une courbe les valeurs du courant et de la tension qui se correspondent.

Si le courant est variable avec le temps, par exemple si c'est un courant alternatif, on a recours au tube de Braun dans le montage de la figure 180 (*). La courbe, que décrit la tache sur l'écran du tube

Fig. 180.



de Braun, est la caractéristique correspondant au courant variable considéré (caractéristique dynamique).

b. Caractéristique statique de l'arc lumineux ([107]). — On a montré dans 11 que, pour le courant continu et en dedans de certaines limites, la tension $\mathcal{V}$ à l'arc lumineux était liée au courant i par la relation

$$\mathcal{V} = a + \frac{b}{i},$$

a et b étant des constantes. La caractéristique est donc une hyperbole équilatère (*fig.* 181). On dit d'une telle caractéristique qu'elle est *lombante*, car à un accroissement du courant correspond une diminution de la tension.

Pour de très grandes intensités de courant, on a sensiblement

$$\mathcal{V} = a = \text{const.}$$

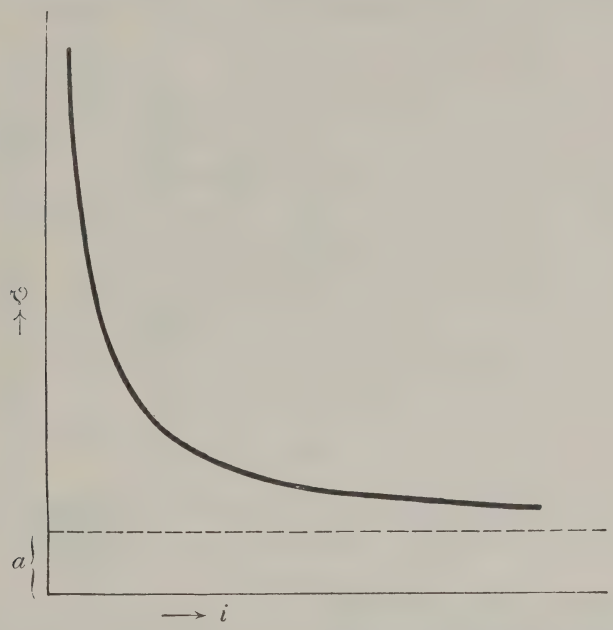
Pour de très faibles intensités de courant la fonction tend vers une limite; en particulier, pour $i = 0$, on n'a pas $\mathcal{V} = \infty$, mais

$$\mathcal{V} = \mathcal{V}_z,$$

(*) C_1 et C_2 sont deux petites plaques pour la déviation électrique des rayons cathodiques; A est le conducteur dont la caractéristique doit être déterminée.

c'est-à-dire est égal à la tension de décharge ou d'allumage, qui est la valeur nécessaire pour que l'étincelle éclate entre les électrodes de l'éclateur. D'après 11, cette tension d'allumage dépend de la forme et de

Fig. 181.



l'écartement des électrodes, ainsi que de la nature du gaz. Elle est considérablement plus forte que la tension qui existe entre les deux électrodes de l'arc lumineux, quand celui-ci brûle un peu fortement (*).

c. La caractéristique dynamique pour le courant alternatif est de la forme de la courbe en trait gras de la figure 182. Elle présente deux particularités importantes :

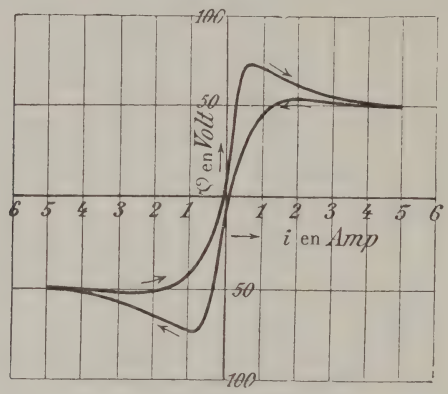
1° La valeur de la tension, qui correspond à une certaine intensité du courant lorsqu'il croît, n'est pas identique à la valeur que présente la tension pour la même intensité du courant, lorsque le courant décroît. De plus, le courant et la tension diffèrent dans la phase : au moment où le courant est maximum il n'en est pas de même pour la tension (**);

(*) Si la distance des charbons de la lampe à arc est de $0^{mm},5$, $\mathfrak{V}_z$ est en général supérieur à 10000 volts; tandis que la tension, quand l'arc est formé, est de l'ordre de grandeur de 50 volts.

(**) Ces relations sont très semblables à celles qui existent entre l'induction magnétique et l'intensité du champ magnétique dans les corps en fer; aussi H.-Th. Simon a-t-il appelé ce phénomène *hystérésis de l'arc lumineux*.

2° La tension d'allumage $\mathcal{V}_z$ est relativement très petite. Ceci provient de ce que, après la cessation du courant, l'éclateur reste ionisé. La raison en est qu'une fois ionisé un gaz demande un certain temps pour se désioniser; de plus, et cela est surtout la raison principale, tant que les électrodes restent incandescentes, il s'en échappe, en parti-

Fig. 182.



culier de l'anode, des électrons qui canalisent le courant et entretiennent ainsi constamment l'ionisation du gaz.

114. Premier mode d'oscillations $i_{10} < i_0$. — Dans ce qui suit on suppose qu'on a adopté le dispositif de la figure 183. La résistance R_0 et le coefficient de self-induction L_0 du feeder doivent être supposés suffisamment élevés, pour que ni le courant dans le circuit à condensateur CLR, ni les relations dans l'arc lumineux, n'aient d'influence sensible sur l'intensité du courant d'alimentation; le courant d'alimentation i_0 peut alors être considéré comme un courant constant.

Dans ce cas, la courbe du courant (*) pour les oscillations du premier mode est de la forme de la courbe tracée en traits gras dans la figure 184. On obtient donc dans le circuit à condensateur, avec des oscillations du premier mode, un courant alternatif non amorti à peu près sinusoïdal. La tension à l'arc lumineux n'est pas sinusoïdale, la courbe de tension se rapproche beaucoup de la forme de la courbe $\mathcal{V}$ de la figure 192.

La caractéristique de l'arc lumineux dans ces oscillations (**) est de la forme de la courbe tracée en traits gras dans la figure 185. Les

(*) Les ordonnées sont à gauche les valeurs de i_1, à droite celles de i.
(**) Avec des charbons homogènes et des oscillations lentes.

valeurs du courant d'alimentation i_0 et de la tension de courant

Fig. 183.

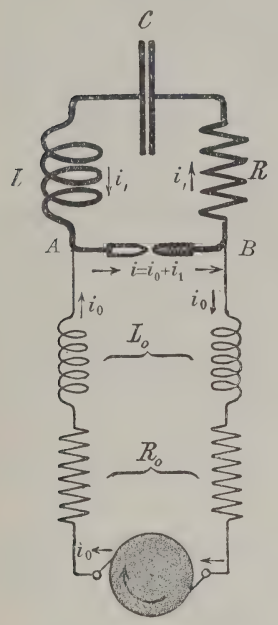
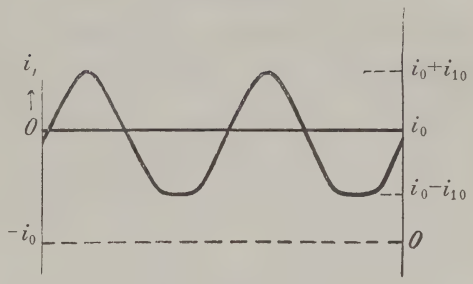
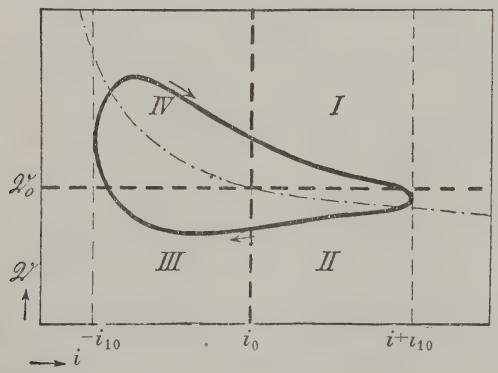


Fig. 184.



continu $\mathfrak{V}_0$ qui lui correspond (*) sont marquées en pointillés forts ;

Fig. 185.



les quatre quadrants en lesquels le plan est partagé par ces lignes sont

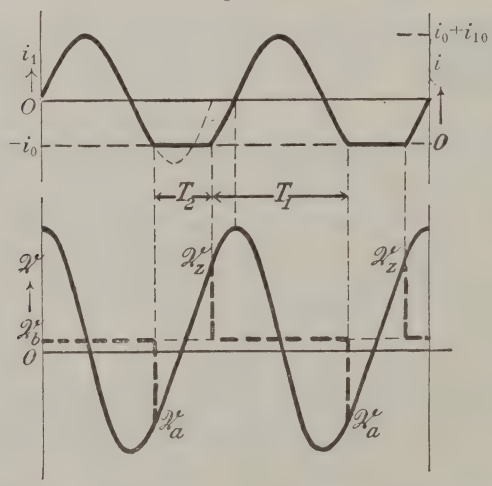
(*) Dans la caractéristique statique.

numérotés I, II, III et IV. On peut formuler la proposition suivante, applicable non seulement dans le cas du premier mode d'oscillations, mais encore dans tous les cas où un courant continu et un courant alternatif sont superposés : Tant que la caractéristique se trouve dans les quadrants II et IV, il est fourni de l'énergie au courant alternatif ; lorsque la caractéristique est dans les deux autres quadrants, il est soustrait de l'énergie au courant alternatif. Le diagramme ne donne aucun renseignement sur la grandeur de l'énergie fournie ou soustraite.

115. Deuxième mode d'oscillations $i_{10} > i_0$, sans aucun allumage en retour. — Dès que l'amplitude i_{10} de i_1 est plus grande que le courant d'alimentation i_0, le courant $i = i_1 + i_0$ dans le conducteur AB (*fig.* 183) doit, dans le cas actuel, être nul pendant une partie de la demi-période pour laquelle le signe de i_1 dans le conducteur AB est contraire à celui de i_0. Par suite l'arc lumineux s'éteint, il se reforme quand la tension $\mathcal{V}$ entre les électrodes de l'arc a de nouveau atteint la valeur $\mathcal{V}_z$ de la tension d'allumage.

a. Dans les figures 186, 187 et 188 (*) on a représenté schématiquement

Fig. 186.

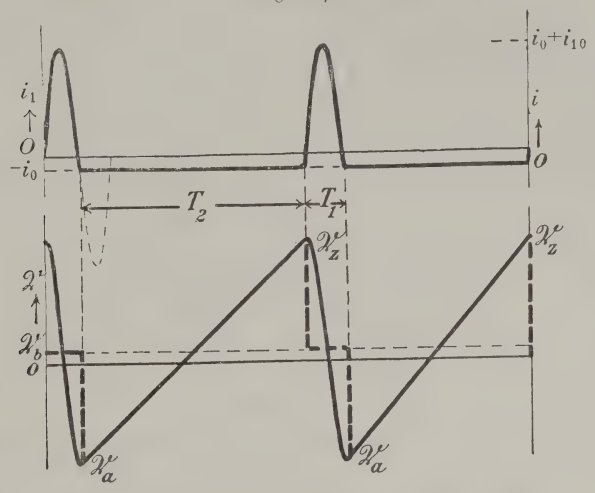


une série de cas, avec l'hypothèse que l'allumage se faisait instantanément et en outre que la tension à l'arc lumineux était constante et égale à $\mathcal{V}_b$ pendant la combustion. La figure 186 est relative au cas où l'am-

(*) Dans ces figures la courbe de tension tracée en trait plein correspond à la tension entre les armatures du condensateur, celle en pointillé fort à la tension à l'arc lumineux.

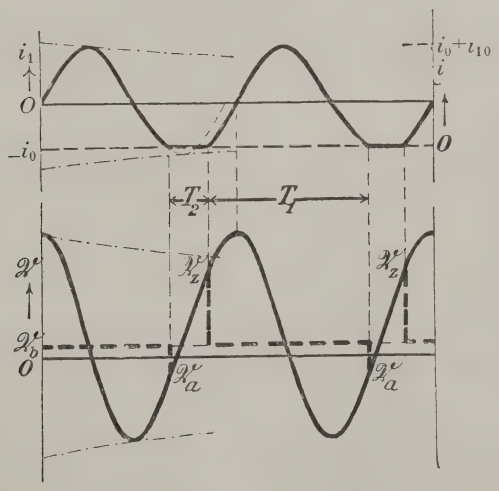
plitude du courant i_{10} dans le circuit à condensateur n'est que légèrement supérieure au courant d'alimentation i_0 ; la figure 187 se rapporte au

Fig. 187.



cas où i_{10} est très supérieur au courant d'alimentation. On a admis, dans les deux cas, que l'amortissement des oscillations propres du circuit

Fig. 188.



à condensateur I était négligeable (R très petit). La figure 188, dans laquelle les autres hypothèses sont les mêmes que dans la figure 186,

montre comment les relations varieraient, si l'amortissement des oscillations propres était plus grand.

Chaque période comprend deux phases distinctes : l'intervalle de temps T_1, pendant lequel l'arc lumineux brûle (i est différent de o), et l'intervalle de temps T_2, pendant lequel l'arc lumineux est éteint ($i = o$).

Dans le premier intervalle T_1 la courbe du courant i_1 dans le circuit à condensateur est une portion de sinusoïde (*), le courant est donc un courant alternatif ordinaire. Pendant le deuxième intervalle T_2, le courant est un courant continu $i_1 = - i_0$. On en tire les conséquences suivantes pour l'évolution de la tension $\mathcal{V}_c$ entre les armatures du condensateur : elle est oscillatoire pendant l'intervalle T_1, elle s'élève en ligne droite de la valeur $\mathcal{V}_a$ à la valeur $\mathcal{V}_z$ pendant l'intervalle T_2 (**).

La tension $\mathcal{V}$ à l'arc lumineux tombe instantanément de la valeur $\mathcal{V}_z$, qu'elle a au moment de l'allumage, à la valeur $\mathcal{V}_b$, qu'elle a pendant la combustion de l'arc, et demeure constante pendant tout l'intervalle T_1. Dans l'intervalle T_2, pendant lequel l'arc est éteint, aucun courant ne traverse l'arc et la tension $\mathcal{V}$ est sensiblement égale à $\mathcal{V}_c$; toutefois, si la résistance R est relativement grande et provoque par suite un fort amortissement, la tension à l'arc sera un peu différente de $\mathcal{V}_c$.

b. Une caractéristique de l'arc lumineux, de la forme de celle représentée par la figure 189, correspondrait aux hypothèses pour lesquelles

Fig. 189.

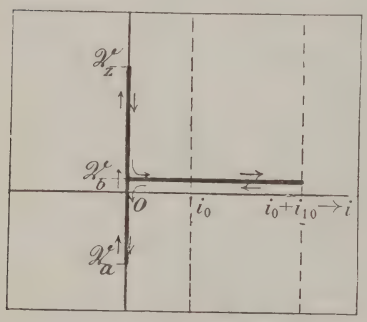
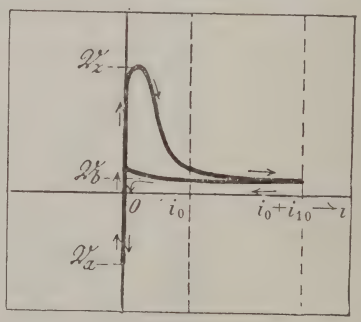


Fig. 190.



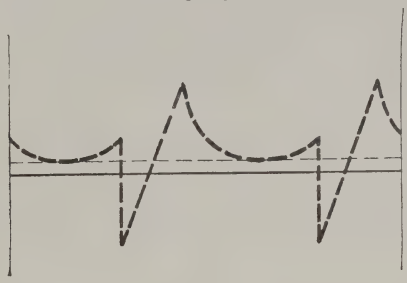
les figures 186, 187 et 188 ont été tracées. Les caractéristiques, qu'on observe effectivement, sont de la forme de la figure 190. Il en résulte que

(*) Avec une amplitude décroissante s'il y a amortissement.

(**) Dans le cas envisagé i_0 = constante. Le processus de la courbe de charge dépend de la capacité du condensateur, de la résistance R_0 et du coefficient de self-induction L_0 (la tension de la machine étant supposée constante). Si L_0 est très grand, la courbe de charge est sensiblement une droite; si R_0 est très grand, L_0 très petit, c'est une portion de courbe exponentielle.

les hypothèses faites en *a* ne sont plus tout à fait réalisées. L'allumage ne se produit pas instantanément, la tension ne tombe pas instantanément de la valeur de la tension d'allumage $\mathcal{V}_z$ à la valeur $\mathcal{V}_b$ et elle ne reste pas tout à fait constante pendant que l'arc brûle, elle remonte un peu immédiatement avant l'extinction. Le processus de la tension doit donc être sensiblement représenté par la courbe de tension de la figure 191;

Fig. 191.

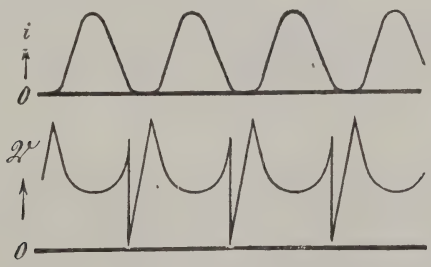


cette courbe coïncide bien avec la courbe de la figure 192 obtenue expérimentalement.

Il est encore un autre point, sur lequel les relations réelles diffèrent de celles supposées en *a*. On a supposé que la tension $\mathcal{V}_c$ entre les armatures du condensateur ne pouvait pas, quoi qu'il arrive, s'élever au-dessus de la tension qui règne entre les pôles de la machine. En réalité dans certaines circontances elle s'élève bien au-dessus.

On se rend compte que la chose est possible en réfléchissant que l'hypothèse faite jusqu'ici de la constance de i_0 n'est pas en

Fig. 192 (*).



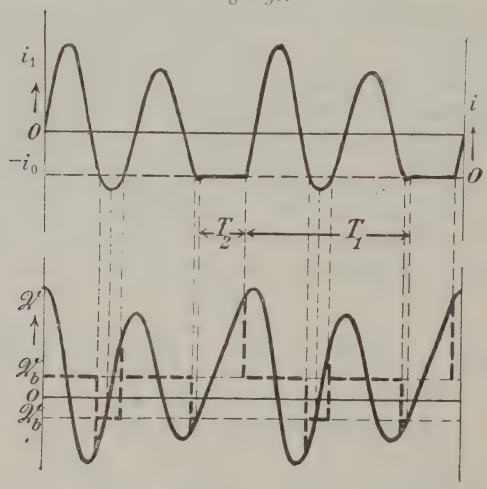
pratique exactement réalisée; les variations de i_0 peuvent, par suite de la self-induction L_0, donner des surtensions entraînant parfois un accroissement considérable de la tension aux armatures de la capacité.

(*) D'après A. Blondel ([106A]).

On ne recherchera pas ici si c'est toujours l'unique cause d'accroissement de la tension.

116. Troisième mode d'oscillations $i_{10} > i_0$ avec allumage en retour. — La figure 188 montre que la tension à l'arc saute de la valeur normale $\mathcal{V}_b$ à la valeur $\mathcal{V}_a$ au moment où l'arc lumineux s'éteint. Cette valeur $\mathcal{V}_a$ n'est pas aussi grande que la tension d'allumage $\mathcal{V}_z$, c'est-à-dire que la tension qui est nécesssaire après l'intervalle de temps T_2 pour allumer l'arc. Dans certaines circonstances, immédiatement après l'extinction de l'arc, le gaz entre les électrodes peut être encore assez ionisé pour qu'une très faible tension, précisément la tension $\mathcal{V}_a$, soit suffisante pour réallumer l'arc (*allumage en retour*). Si ces conditions sont réalisées, la décharge oscillatoire du circuit à condensateur se poursuit, jusqu'à ce que la tension $\mathcal{V}_a$ devienne finalement trop petite et que l'arc lumineux disparaisse. On obtient donc des oscillations de la forme représentée par la figure 193 ou la figure 194; cette dernière forme représente

Fig. 193.



essentiellement des oscillations propres du circuit à condensateur se succédant rapidement. Ce n'est pas autre chose que la forme d'oscillations dont l'utilisation pratique a été étudiée dans le paragraphe I (*).

(*) Les oscillations propres d'un circuit à condensateur étudiées dans le Chapitre I ne sont pas essentiellement différentes de celles décrites ici. La seule différence consiste en ce que, dans le Chapitre I, le courant d'alimentation n'est pas sensiblement constant, mais au contraire qu'il subit de très grandes variations en fonction du temps, du fait qu'il est fourni par une bobine d'induction ou un transformateur à courant alternatif.

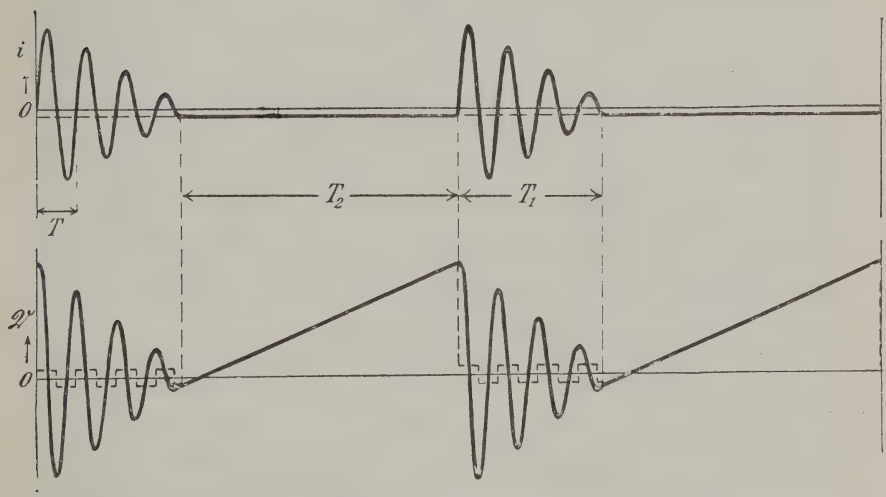
117. Relations de l'énergie. — *a. Premier mode d'oscillations.* — L'expérience montre qu'on ne peut pas produire ces oscillations avec une forte énergie et cette énergie est d'autant plus faible que la fréquence des oscillations est plus grande.

b. Deuxième mode d'oscillations. — Avec les mêmes hypothèses qui ont servi de base au tracé du schéma de la figure 188 (i_0 constant, $\mathcal{V}$ pendant la combustion constant et égal à $\mathcal{V}_b$), on voit que l'énergie qui est fournie à l'oscillation pendant une période par le courant continu, et qui par conséquent représente le maximum de l'énergie qui pourra être soustraite de retour à l'oscillation, est sensiblement égale à

$$\frac{1}{2}\mathfrak{C}(\mathcal{V}_z - \mathcal{V}_b)^2\left(1 - e^{-\frac{\mathfrak{R}}{2\mathfrak{L}}T_1}\right),$$

$\mathfrak{C}$, $\mathfrak{R}$, et $\mathfrak{L}$ étant la capacité, la résistance et le coefficient de self-induction du circuit à condensateur. Si l'on suppose que $\mathfrak{R}$, $\mathfrak{L}$ et $\mathcal{V}_b$ sont constants,

Fig. 194.



on voit que l'énergie croît très rapidement pour un accroissement de la tension d'allumage.

c. Troisième mode d'oscillations. — Lorsque la forme de ces oscillations est pure (*fig.* 194), on procède essentiellement comme pour les oscillations propres du circuit à condensateur. L'énergie échangée pendant une décharge est approximativement égale à

$$\frac{1}{2}\mathfrak{C}\mathcal{V}_z^2 \qquad (8b);$$

en outre, la plus haute tension $\mathcal{V}_2$ qu'atteint le condensateur peut être plus élevée que la tension de la machine (*voir* 115 *b*). L'énergie, qui est consommée par seconde dans les oscillations, est égale à

$$\zeta \frac{1}{2} \mathfrak{C} \mathcal{V}_2^2,$$

ζ étant le nombre de décharges. Ce nombre de décharges dépend de la vitesse avec laquelle le condensateur se recharge après qu'il a été déchargé : il est d'autant plus grand pour une capacité donnée que le courant d'alimentation i_0 est plus grand.

117 *bis*. **Fréquence des oscillations.** — *a*. Pour le premier mode d'oscillations la fréquence est déterminée d'une part par le coefficient de self-induction et la capacité du circuit à condensateur, d'autre part par la caractéristique de l'arc lumineux. La fréquence est toujours un peu inférieure à celle qui, pour les oscillations propres du circuit à condensateur, résulterait du coefficient de self-induction et de la capacité par la formule de Thomson, mais elle ne s'en écarte jamais beaucoup.

b. Pour le deuxième mode d'oscillations, la période T se décompose en deux parties T_1 et T_2. La durée du premier intervalle T_1 se détermine en première ligne par la période de l'oscillation propre du circuit à condensateur et par le rapport $\frac{i_{10}}{i_0}$, en seconde ligne par l'amortissement des oscillations propres (voir *fig.* 186 et 188). Le second intervalle T_2 est le temps qui s'écoule entre l'extinction et l'allumage de l'arc. La période de l'oscillation $T = T_1 + T_2$ n'est donc plus approximativement donnée par la formule de Thomson; elle dépend encore tout à fait essentiellement de la vitesse avec laquelle le condensateur se charge et par conséquent des relations dans le feeder.

Il est très important dans la pratique de tenir compte que, en outre de l'amplitude, la longueur de la période et par suite la fréquence varient, dès que l'allumage de l'arc ne se produit pas exactement à la même tension. C'est en général le cas, dès qu'il se produit la moindre modification aux électrodes de l'arc lumineux. La grandeur de la variation de T_2 dépend essentiellement de la façon dont la tension d'allumage s'accroît après l'extinction de l'arc et de la manière dont s'établit la tension $\mathcal{V}$ entre les électrodes (*).

(*) Aux points où la courbe $\mathcal{V}$ des figures 186 et suivantes coupe la caractéristique d'allumage (c'est-à-dire une courbe dont les abscisses sont proportionnelles au temps et les ordonnées à $\mathcal{V}_2$), la courbe $\mathcal{V}$ doit se rapprocher beaucoup plus de la verticale que ne le fait la caractéristique d'allumage pour que l'allumage se produise toujours rapidement. La pente de la caractéristique d'allumage est d'autant plus forte que l'ionisation du gaz disparaît plus rapidement.

c. Pour les oscillations pures du troisième mode (*) (*fig.* 194), les phénomènes sont sensiblement les mêmes que pour les oscillations propres des circuits à condensateur produites par une bobine d'induction ou un dispositif analogue (Chap. I). L'influence de l'arc sur la période (**) est négligeable, la fréquence est par suite constante et se détermine par la capacité et le coefficient de self-induction d'après la formule de Thomson.

118. Conclusions pratiques (***) pour le deuxième mode d'oscillations. (Oscillations non amorties.) — Il ne peut pas être question dans la pratique du premier mode d'oscillations, par suite de leur faible énergie. Pour la T. S. F. avec oscillations non amorties, on emploie seulement le deuxième mode d'oscillations.

Dans la pratique, il est important que la plus grande quantité possible d'énergie soit fournie aux oscillations (****) et que la fréquence reste la plus constante possible.

a. La nécessité d'avoir une grande énergie conduit à la condition d'une tension d'allumage la plus grande possible (117 *b*). Cette condition peut être satisfaite de deux manières :

1° En augmentant le plus possible l'intervalle T_2 pour que l'ionisation du gaz ait le temps de disparaître;

2° En forçant par un moyen convenable l'ionisation du gaz à disparaître le plus rapidement possible.

On risque avec la première méthode de compromettre la constance de la fréquence. Ensuite la courbe du courant différera d'autant plus d'une sinusoïde que T_2 sera plus grand (voir *fig.* 187); ce qui revient à dire que les oscillations supérieures se feront fortement sentir à côté de l'oscillation fondamentale. L'énergie de ces oscillations supérieures est sans utilité pratique, puisque avec le couplage on n'utilise que l'oscillation fondamentale.

(*) Les oscillations représentées par la figure 193 sont en général tout à fait inconstantes et pratiquement inutilisables.

(**) On entend par là, la période de l'oscillation amortie (T, *fig.* 194), c'est elle que l'on considère dans la pratique.

(***) On ne peut tirer de conséquences rigoureuses de ce qui précède que dans le cas où le circuit à condensateur n'est pas couplé avec un autre système. C'est précisément ce qui ne se produit jamais dans la pratique. Avec un couplage lâche, les relations ne sont vraisemblablement que très peu modifiées; mais, avec un couplage serré, elles le sont certainement beaucoup. Il n'a pas encore été fait de recherches systématiques suffisantes sur le couplage des oscillations des deuxième et troisième modes.

(****) C'est-à-dire pratiquement qu'on doit pouvoir emprunter aux oscillations le plus d'énergie possible.

En fait, les meilleurs résultats sont donnés par des oscillations pour lesquelles l'intervalle T_2 est relativement petit, pour lesquelles donc i_{10} n'est pas très différent de i_0 (*fig.* 188).

b. Il est donc très important de provoquer par un moyen particulier un accroissement aussi vif que possible de la tension d'allumage. Il est pour cela des règles spéciales à observer :

1° Éviter l'influence ionisante des électrodes incandescentes, en particulier de l'anode.

Les moyens propres à annuler cette influence, ou du moins à la diminuer, sont les suivants :

α. *Réfrigération de l'anode.* — Ceci est obtenu :

Par l'emploi d'un métal à très grande conductibilité calorifique (cuivre, argent) (*) ;

Par refroidissement par l'eau ou par l'air; dans ce dernier cas on emploiera une soufflerie ou une anode à ailettes (**) ([107]) ;

En plongeant les électrodes dans un gaz de bonne conductibilité calorifique (hydrogène) ;

Par le partage de l'arc lumineux en plusieurs arcs partiels : pour une même tension totale et un même courant, il est développé dans les arcs partiels réunis approximativement la même masse de chaleur que dans un arc unique, et la déperdition de chaleur par les arcs partiels réunis est beaucoup plus grande que par un arc unique ([107 a]).

β. *Rotation des électrodes.* — On arrive ainsi à ce que la partie des électrodes, qui vient d'être échauffée par le passage du courant, soit éloignée du point où se formera l'arc dans la période suivante. L'arc se forme ainsi toujours entre des points relativement froids des électrodes.

γ. *Emploi d'un gaz dans lequel l'oxydation des électrodes ne se produise pas* (*hydrogène, arc lumineux encaissé*). — Si l'arc brûle dans l'air ordinaire il peut se produire, par suite de l'oxydation, un échauffement nuisible des électrodes.

2° Enlever le gaz ionisé de l'espace compris entre les deux électrodes. Jusqu'à un certain point, cela se produit de soi-même, lorsque l'arc lumineux est placé dans un gaz à grand coefficient de diffusion (hydrogène). On y parvient artificiellement en employant une soufflerie à gaz et d'une manière beaucoup plus énergique par une soufflerie

---

(*) Comme cathode on emploie en général du charbon homogène. L'asymétrie des électrodes est encore avantageuse, en ce qu'elle prévient les allumages en retour nuisibles (*voir* nota 117 *c*).

(**) La déperdition de chaleur est ainsi augmentée par rayonnement.

magnétique. Cette dernière agit en chassant l'arc pendant le passage du courant, et par ce moyen chassant le gaz ionisé de l'étroit espace qui sépare les électrodes et dans lequel l'arc va se reproduire de nouveau ([108]).

c. Grandeur de la capacité à employer. — La tension de la machine, de même que la fréquence des oscillations, doivent être données *a priori*. L'énergie, qui est fournie par seconde au circuit à condensateur, est alors proportionnelle à la capacité dans le circuit à condensateur (117 *b*). Une grande capacité est donc avantageuse. D'un autre côté, une grande capacité entraîne une grande amplitude du courant i_{10} dans le circuit à condensateur et, comme cette dernière ne peut être pas beaucoup plus grande que le courant d'alimentation i_0, cela entraîne également un fort courant d'alimentation. Mais plus le courant à travers l'arc est grand, plus l'échauffement des électrodes et l'ionisation de l'éclateur sont forts, et les moyens donnés dans *b* sont d'autant moins efficaces.

Il en résulte qu'un accroissement de la capacité devient très vite nuisible; on est donc obligé avec les oscillations non amorties, dans la méthode de l'arc lumineux, de travailler avec des circuits primaires de capacité relativement faible et de coefficient de self-induction relativement grand (*).

119. Conclusions pour le troisième mode d'oscilations. (Excitation par impulsion.) — *a.* Les oscillations du troisième mode trouvent leur emploi dans les émetteurs à excitation par impulsion. Les relations, qui dans ce cas se rapportent à l'arc lumineux (l'éclateur), sont tout à fait semblables à celles qui ont trait aux oscillations du deuxième mode. Le danger qui se présente est que l'éclateur reste ionisé après le passage des oscillations, et que la décharge suivante se produise avec une tension beaucoup plus faible et ne mette en jeu qu'une énergie beaucoup plus faible. On peut donc avoir également recours, dans le cas actuel, à tous les moyens étudiés dans 118 *b* et qui diminuent l'ionisation.

Toutefois tous les moyens, qui dans les oscillations non amorties du deuxième mode étaient employés pour la réfrigération de l'anode, s'étendent également dans le cas actuel à la cathode. En effet, l'échauffement des électrodes ne provient que pour une faible part du courant d'alimentation i_0, qui est relativement faible, et pour la plus grande part du courant alternatif i_1 qui est beaucoup plus puissant; il n'y a donc pour l'anode et la cathode qu'une très faible différence. Il importe par suite, aussi bien pour l'anode que pour la cathode, d'employer

(*) Ceci n'est pas applicable aux oscillations non amorties produites par la méthode Marconi (111).

des métaux de bonne conductibilité calorifique et de favoriser la réfrigération des éclateurs, comme dans les dispositifs récents, par un développement aussi grand que possible (de Lepel), ou par une rotation des électrodes (Marconi), ou par un courant d'air intense (de Koch), ou par un montage en série des éclateurs (Compagnie de T. S. F.).

b. Il y a une grande différence entre les oscillations des deuxième et troisième modes, relativement à la grandeur de la capacité à employer. Avec ces dernières, il n'y a presque aucun inconvénient à accroître l'énergie par augmentation de la capacité. En effet, avec le deuxième mode d'oscillations, la désionisation de l'éclateur ne peut se faire que pendant une fraction de période, tandis que, avec des oscillations pures du troisième mode, on peut laisser s'écouler un plus grand nombre de périodes avant qu'une nouvelle oscillation se produise. Par suite les moyens étudiés dans 118 *b* suffisent encore pour de très grandes capacités (*).

En réalité on emploie des capacités aussi grandes que possible (**). La limite est atteinte lorsque pour une fréquence prescrite l'augmentation de la capacité entraîne une réduction tellement considérable du conducteur, qu'il n'est plus possible d'obtenir un couplage suffisamment serré avec le système secondaire. Dans certaines circonstances, on peut renoncer aux très grandes capacités, pour obtenir en échange un plus grand nombre de décharges avec le courant d'alimentation dont on dispose.

Il est intéressant de comparer la grandeur des capacités qui arrivent à être employées dans les plus grandes stations :

Stations.	Mode d'oscillations.	Capacité.	Condensateurs.
Nauen (de la Cie de T. S. F.).	Amorties	0,4 MF	3 batteries de 1,2 MF montées en série (bouteilles de Leyde)
Knockroe (Poulsen)	Non amorties (d'après la méthode de l'arc lumineux).	0,03 MF	Condensateurs à air
Clifden (Marconi)	Non amorties (d'après 111)	1,6 MF	Condensateurs à air

(*) Il est certain que si l'on n'utilise aucun de ces moyens, ou bien un seul, il faudra se contenter également d'une capacité relativement faible.

(**) Comprises le plus souvent entre 0,5 et 1,5 MF.

CHAPITRE IX.

LA PROPAGATION DES ONDES LE LONG DE LA SURFACE DE LA TERRE.

I. — Les ondes au-dessus d'un sol homogène plan ou sphérique.

120. Les ondes au-dessus d'un sol de très bonne conductibilité. — La surface de la terre peut être très bonne conductrice (*) ; c'est le cas pour la mer et, dans une mesure plus faible, pour l'eau douce et un sol très humide.

a. Relations générales pour le champ. — La forme des ondes, pour un émetteur placé au-dessus de la surface de la terre, s'obtient à peu près exactement par la règle suivante : on suppose que la terre est supprimée et remplacée par un miroir fictif, et l'on adjoint à l'antenne comme moitié symétrique son image dans ce miroir ; on admet en outre que la distribution du courant et de la tension est la même que dans les moitiés symétriques des antennes des figures 22, 41, 44 et suivantes ; c'est-à-dire qu'en un point P et en son image P′ le courant a la même direction, mais que la tension est de signe contraire. On en tire la règle suivante : les ondes que l'antenne émet effectivement sont, tant qu'elles se propagent dans l'air, identiques aux ondes qui seraient émises par la réunion de l'antenne et de son image supposées isolées dans l'air ([109]).

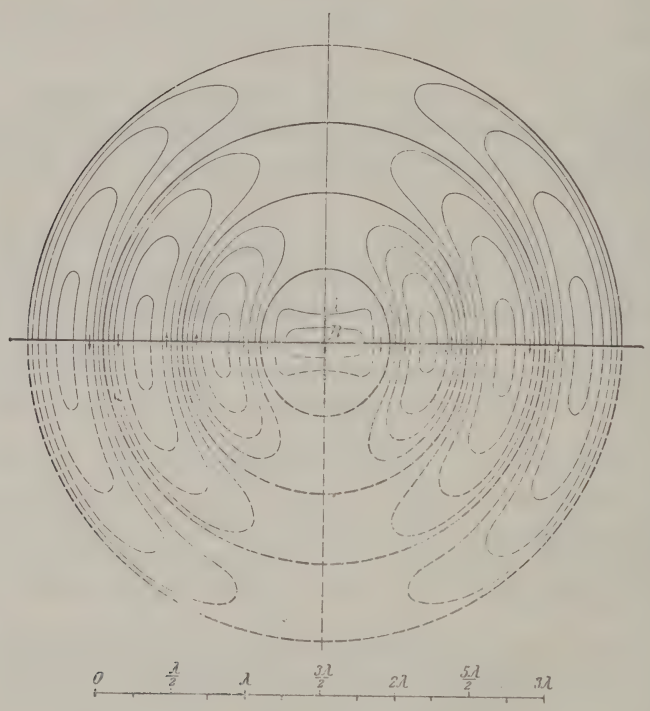
b. Influence de la forme des antennes. — Pour une antenne simple, il résulte de ce qui a été dit que son champ électrique est identique à la moitié supérieure des figures 195 et 196 (*voir* 22*a*) ; la première correspond au moment où la charge est maxima, la seconde à celui où le courant est maximum. Plus l'onde s'éloigne de l'antenne, plus les lignes d'induction prennent la forme d'arcs de cercle. Dans 22*a*, on a déjà montré que les lignes d'induction magnétique étaient également des cercles.

(*) C'est-à-dire $\sigma > 10^{-12}$ C. G. S.

Pour les autres formes d'antennes, la configuration des ondes dans le voisinage de l'antenne, et dans certaines conditions jusqu'à une distance de une à deux longueurs d'onde, peut être considérablement différente, bien que le caractère du champ, et en particulier le détachement des lignes d'induction, soit très sensiblement le même pour toutes les formes d'antennes ([110]). Plus on s'éloigne de l'antenne, plus la forme de l'onde se confond avec celle de l'onde d'une antenne simple.

c. Le champ à une très grande distance de l'antenne. — A une distance qui est très grande par rapport à la longueur d'onde de l'oscillation, ce

Fig. 195.



qui a été dit pour l'antenne simple (*) s'applique sensiblement à toutes les formes d'antennes ; c'est-à-dire que :

1° La direction des lignes d'induction électrique est approximativement normale à la surface de la terre, la direction des lignes d'induction

(*) Et cela pour un oscillateur simple de longueur double.

magnétique est parallèle à la surface de la terre ; ces deux directions sont normales à la direction de propagation de l'onde (22 *d*) ;

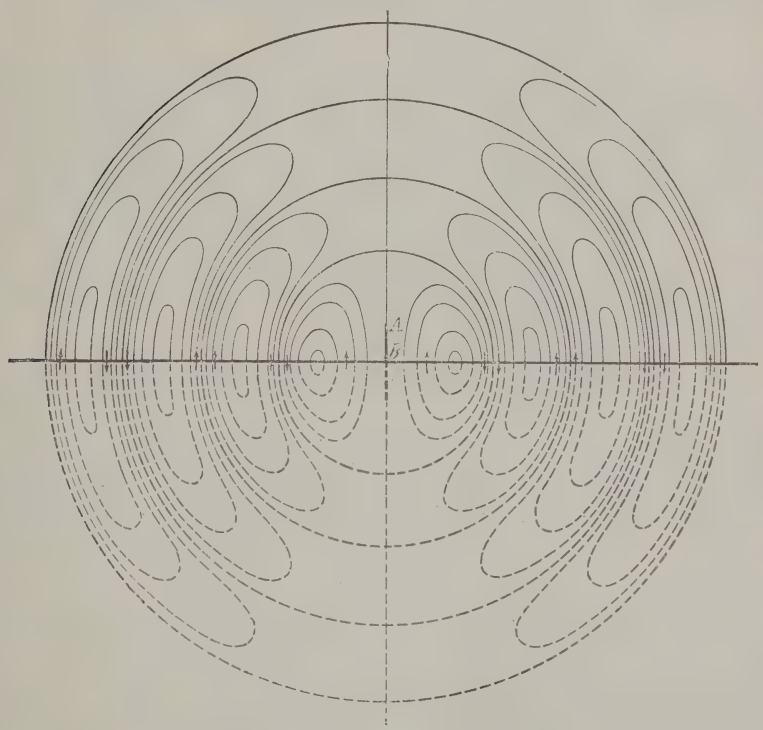
2° Le champ électrique et le champ magnétique sont de même phase ;

3° Les amplitudes des intensités des champs électrique et magnétique se déterminent par les relations :

$$(1)\quad \begin{cases} E_0 = 4\pi \dfrac{l}{\lambda} \dfrac{(i_0)}{r} 3.10^{10}\ \text{C.G.S.}, \\ M_0 = 4\pi \dfrac{l}{\lambda} \dfrac{(i_0)}{r}\ \text{C.G.S.}, \end{cases}$$

lorsqu'on désigne par l la hauteur de l'antenne, par (i_0) la valeur

Fig. 196.



moyenne de l'amplitude du courant sur l'antenne et par r la distance à l'antenne. L'amplitude du champ est donc à grande distance inversement proportionnelle à la distance r.

d. Courbure de la surface de la terre. — Ces relations ne sont exactes

qu'en supposant la surface de la terre plane. Mais si la conductibilité est aussi grande qu'on l'a supposé plus haut, il est tout à fait vraisemblable que ce qui a été dit conserve au moins approximativement sa valeur pour la surface courbe de la terre. Les ondes glissent alors le long de la surface de la terre et suivent sa courbure (*) ([111]). La propagation des ondes n'est donc pas rectiligne comme celle de la lumière et, dans les égalités (1), r est une distance mesurée le long de la surface terrestre.

e. Pénétration des ondes dans la terre. — L'onde qui se propage le long de la surface de la terre pénètre un peu aussi dans le sol ; mais son amplitude décroît très rapidement à mesure qu'elle s'y enfonce. Dans l'eau de mer de conductibilité moyenne (**) par exemple, l'amplitude à une profondeur de 1^m n'est plus que la dixième partie de sa valeur à la surface, avec une longueur d'onde de 700^m environ (***).

121. Les ondes au-dessus d'un sol de très mauvaise conductibilité (J. Zenneck) ([112]). — Lorsque la terre présente une très mauvaise conductibilité, comme c'est le cas pour un sol sec (****), les relations peuvent changer considérablement, et cela d'autant plus que la constante diélectrique du sol est plus faible. La règle donnée dans 120 *a* pour la construction du champ n'est plus applicable. La configuration du champ dans le voisinage de l'émetteur n'est pas connue.

A une grande distance de l'émetteur, les relations données à 120 *c* ne sont plus valables (*voir* 178 *b*).

a. Direction du champ. — La direction des lignes d'induction magnétique est toujours parallèle à la surface de la terre, mais le champ électrique n'est plus normal à la surface de la terre et est incliné dans la direction de propagation des ondes. Une composante E_x, dans la direction de la surface de la terre, s'ajoute donc à la composante E_z de l'intensité du champ électrique normale à cette surface. Le rapport des am-

---

(*) Comme lorsque les ondes se propagent le long de fils et suivent toutes leurs courbures.

(**) $\sigma = 5.10^{-11}$ C. G. S.

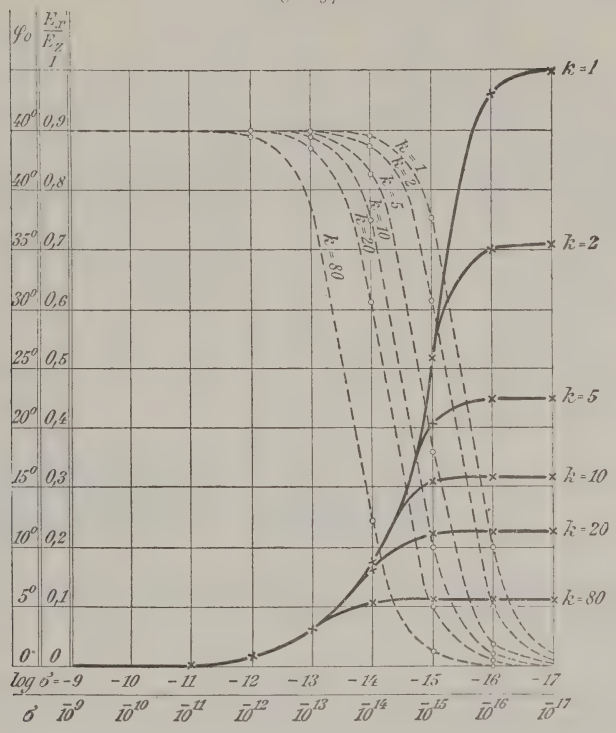
(***) L'amplitude $\mathfrak{A}$ à une profondeur z est de la forme $\mathfrak{A} = \mathfrak{A}_0 e^{-\gamma z}$ ($\mathfrak{A}_0$ étant l'amplitude à la surface de la terre).

(****) Pour des considérations qualitatives, on peut admettre les valeurs suivantes pour la conductibilité σ et le rapport k de la constante diélectrique à celle de l'air.

Eau de mer	$\sigma = 10^{-11}$ C. G. S.	$k = 80$
Eau douce	10^{-14} C. G. S.	80
Sol mouillé	10^{-13} à 10^{-14} C. G. S.	5 à 15
Sol sec	$< 10^{-15}$ C. G. S.	2 à 6

plitudes de ces deux composantes est donné par les courbes en traits pleins de la figure 197, pour diverses valeurs de la conductibilité et de la

Fig. 197.



constante diélectrique (*). Ces courbes montrent que, pour une faible constante diélectrique, la composante horizontale peut atteindre une valeur très importante.

b. Phase. — Le champ magnétique et la composante verticale de l'intensité du champ électrique sont sensiblement de même phase, mais il y a entre les composantes horizontale et verticale de l'intensité du champ électrique une différence de phase φ, dont la grandeur est donnée par les courbes en pointillé de la figure 197. La conséquence est que le champ électrique n'est plus un champ alternatif pur, mais qu'il présente une composante de champ tournant plus ou moins grande.

(*) En supposant : $N = 5.10^5$ par seconde, $\lambda =$ environ 670^m et dans le cas d'ondes planes.

On obtient une image claire du champ, sous une forme connue, en représentant l'intensité du champ par un vecteur.

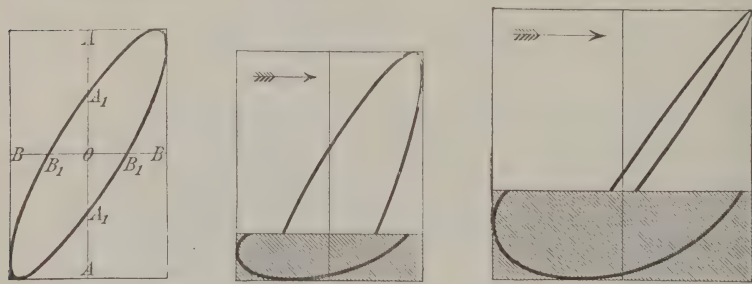
Pendant une période, l'extrémité du vecteur se déplace sur une ellipse telle que (voir *fig.* 198)

$$\frac{OB}{OA} = \frac{E_{r0}}{E_{z0}}, \qquad \frac{OA_1}{OA} = \frac{OB_1}{OB} = \sin\varphi.$$

Si, tant pour le champ dans l'air que pour celui dans le sol, on ne trace que la moitié des ellipses, les cas types qu'on peut obtenir sont de la forme représentée par les figures 199 (*) ou 200 (**).

Alors que le champ dans le cas de l'eau de mer est un champ alternatif

Fig. 198. Fig. 199. Fig. 200.



vertical presque pur, dans le cas d'un sol sec c'est un champ fortement incliné sur la verticale avec une composante de champ tournant plus ou moins forte.

c. Amplitude. Absorption. — La décroissance de l'amplitude dans la propagation des ondes est tout autre que pour le cas d'un sol bon conducteur. Le champ électrique dans la terre, qui est lié aux ondes aériennes, produit des courants qui absorbent de l'énergie. La conséquence est une diminution de l'amplitude des ondes, qu'on désigne sous le nom d'*absorption*, et il en résulte que l'amplitude n'est plus proportionnelle à $\frac{1}{r}$, mais diminue plus rapidement (***).

(*) Données : $N = 5.10^5$ par seconde, $k = 2$, $\sigma = 10^{-15}$ C.G.S.,
(**) Données : $N = 5.10^5$ par seconde, $k = 2$, $\sigma = 10^{-16}$ C.G.S.

(***) La décroissance de l'amplitude pour des ondes planes est de la forme

$$\mathfrak{A} = \mathfrak{A}_1 e^{-\alpha r},$$

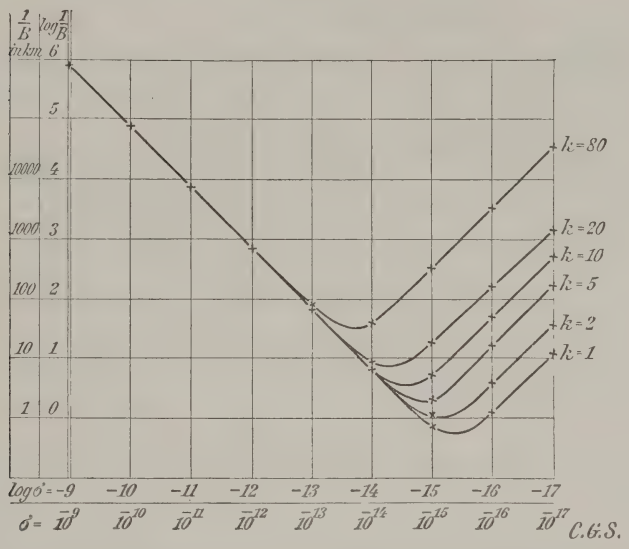
pour des ondes à forme sphérique elle est de la forme

$$\mathfrak{A} = \mathfrak{A}_1 \frac{e^{-\alpha r}}{r},$$

$\mathfrak{A}$ étant la valeur de l'amplitude à la distance r.

La distance à laquelle l'amplitude des ondes planes n'est plus par suite de l'absorption que $\frac{1}{e}$, c'est-à-dire à peu près $\frac{1}{3}$ de sa valeur première, est donnée par la figure 201 pour différentes valeurs de la conductibilité

Fig. 201.



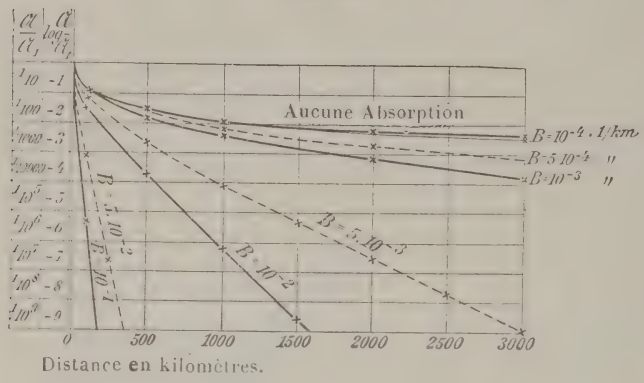
et de la constante diélectrique, cette distance est désignée par $\frac{1}{B}$. Les courbes (*) montrent que, pour une constante diélectrique et une fréquence données, la distance est minima, c'est-à-dire que l'absorption est maxima, pour une conductibilité parfaitement déterminée. Comme l'absorption disparaît d'une part pour une conductiblité infiniment grande et d'autre part pour une conductibilité infiniment petite, l'existence de cette valeur critique de la conductibilité n'a rien qui puisse surprendre.

Pour les ondes à forme sphérique, il se produit outre l'absorption une diminution de l'amplitude proportionnelle à $\frac{1}{r}$ due à la configuration sphérique de l'onde. La décroissance effective de l'amplitude est à peu près donnée par les courbes de la figure 202. Les ordonnées des courbes de la figure 202 sont proportionnelles aux valeurs de $\log \frac{\mathfrak{A}}{\mathfrak{A}_1}$, $\mathfrak{A}$ représentant l'amplitude à une distance déterminée et $\mathfrak{A}_1$ l'amplitude à une distance de 1^{km} de l'antenne.

(*) Les ordonnées des courbes sont proportionnelles à $\log \frac{1}{B}$. Donnée : $N = 5.10^5$ par seconde.

Si l'on compare ces valeurs avec celles de la figure 201, on se rend compte que pour un sol sec l'absorption peut atteindre des valeurs d'un ordre de grandeur beaucoup plus élevé. L'absorption dans l'eau de mer, qui naturellement n'est pas inexistante, n'influe en rien la portée d'une

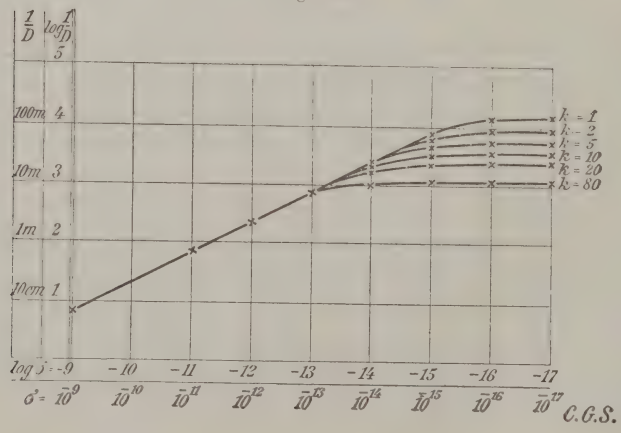
Fig. 202.



station et l'absorption dans l'eau douce ne joue qu'un rôle très peu considérable.

d. Pénétration des ondes dans la terre. — L'absorption plus grande

Fig. 203.



dans un sol sec est encore due à ce fait simultané que les ondes y pénètrent beaucoup plus profondément. La profondeur $\frac{1}{D}$ à laquelle l'am-

plitude n'est plus égale qu'à $\frac{1}{e}$ de sa valeur à la surface, est donnée figure 203 pour les ondes planes; elle peut atteindre 100^m (*).

e. Influence de la fréquence. — Une différence essentielle, entre les cas de surface terrestre très bonne ou très mauvaise conductrice, consiste en ce que dans le premier cas la fréquence ne joue pratiquement aucun rôle, tant pour la configuration du champ que pour la grandeur de l'absorption, tandis que dans le second cas elle joue un rôle très important.

En ce qui concerne la configuration du champ électrique, une plus grande longueur d'onde agit comme une plus grande conductibilité; c'est-à-dire que le champ pour une longueur d'onde $a\lambda$ et une conductibilité σ a la même configuration que pour une longueur d'onde λ et une conductibilité $a\sigma$. En ce qui concerne l'absorption, les grandes stations avec leurs ondes longues sont beaucoup plus avantageuses, pour télégraphier au-dessus d'un sol qui n'est pas très sec et dans une mesure moindre au-dessus de nappes d'eau douce, que les petites stations avec leurs ondes plus courtes. Pour télégraphier au-dessus d'un sol très sec ou au-dessus de la mer, l'avantage des grandes stations, en ce qui a trait à l'absorption, s'efface : dans le premier cas parce que l'absorption ne dépend alors que très peu de la longueur d'onde, dans le second parce que l'absorption est, somme toute, sans aucune importance pratique.

f. La vitesse de propagation des ondes mesurée le long de la surface de la terre peut être un peu plus grande que la vitesse de la lumière :

$$3.10^{10} \text{ cm : sec} = 300\,000 \text{ km : sec},$$

mais elle ne s'en écarte guère sur mer et il en est de même sur la terre ferme.

122. Expériences sur la propagation des ondes. — On s'est placé à 121 dans des cas limites plus ou moins théoriques. Il est donc particulièrement important de connaître les résultats d'expériences incontestables.

a. On est donc amené à ne prendre en considération que les expériences dans lesquelles la propagation des ondes se produit dans les mêmes conditions que dans la T. S. F. On écartera donc :

1° Toutes les expériences qui ont été faites à l'intérieur d'un laboratoire ou dans le voisinage immédiat d'édifices, car la réflexion sur les murailles et le trouble causé par les conducteurs peuvent jouer un très grand rôle;

(*) Donnée : $N = 5.10^5$ par seconde.

2° Toutes les expériences dans lesquelles la distance entre l'émetteur et le récepteur n'est pas très supérieure à une longueur d'onde. On ne considère en effet en T. S. F. que le champ à une grande distance de l'émetteur, ce champ peut être très différent du champ au voisinage de l'émetteur, et en particulier la décroissance de l'amplitude avec la distance suit des lois complètement différentes ;

3° Toutes les expériences dans lesquelles la longueur d'onde est très différente de celles employées en T. S. F. ; car, d'après 121 *e*, la grandeur de la longueur d'onde est d'une importance prépondérante pour la forme et l'absorption des ondes.

b. Pour la propagation des ondes sur mer, les expériences de W. Duddell et J.-E. Taylor ([113]) ont montré d'une façon péremptoire, qu'à une grande distance de l'émetteur l'amplitude décroissait proportionnellement à $\frac{1}{r}$; ces expériences sont relatives à des distances variant entre 16 et 60 milles. Les expériences de C. Tissot ([113]) ont donné les mêmes résultats.

c. Pour la propagation des ondes au-dessus de la terre ferme, les mesures de Duddell et de Taylor ont montré, qu'à une grande distance de l'émetteur l'amplitude décroissait un peu plus vite que proportionnellement à $\frac{1}{r}$.

Il semble résulter d'un très grand nombre d'observations ([114]) que la décroissance de l'amplitude dépend beaucoup de la constitution du sol, soit constitution géologique différente, soit état d'humidité différent; en particulier une grande sécheresse agit défavorablement, d'une manière générale, et une grande humidité est très favorable.

Un sol fortement recouvert de végétation est tout à fait désavantageux. La raison en est beaucoup moins dans la nature du sol que dans le fait que des courants se produisent dans les végétaux, courants qui soustraient de l'énergie aux ondes (*voir* 89 *b* et 152 *c*).

II. — Les ondes au-dessus d'un sol accidenté et non homogène.

Dans le paragraphe I on a supposé que la partie de la terre, au-dessus de laquelle se propageaient les ondes, était formée d'une matière homogène et que la surface de la terre était plane ou sphérique. Il reste à rechercher les différences qui se produisent :

1° Lorsque la surface du sol présente des aspérités importantes ;

2° Lorsque au-dessous de la surface du sol on trouve des couches successives de conductibilités très différentes et de constantes diélectriques très différentes ;

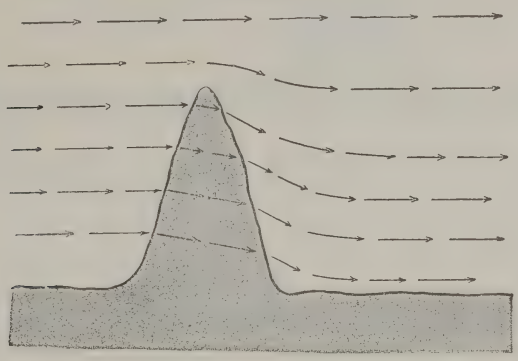
3° Lorsque la surface du sol est partagée en aires de conductibilités très différentes et de constantes diélectriques très différentes.

123. **Aspérités de la surface du sol.** — Les collines, les montagnes, les arbres et les maisons peuvent être des obstacles à la propagation des ondes.

a. Pour les collines et les montagnes, on peut distinguer trois éventualités :

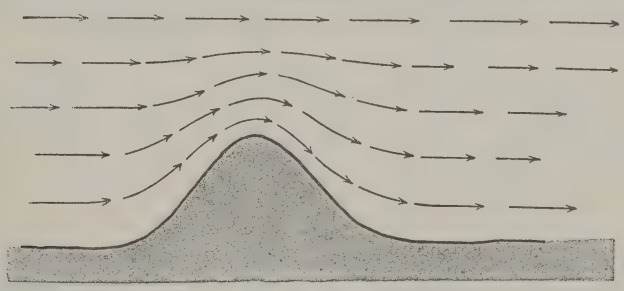
1° L'onde passe à travers la colline (*fig.* 204);

Fig. 204.



2° L'onde glisse le long de la surface de la colline (*fig.* 205);

Fig. 205.

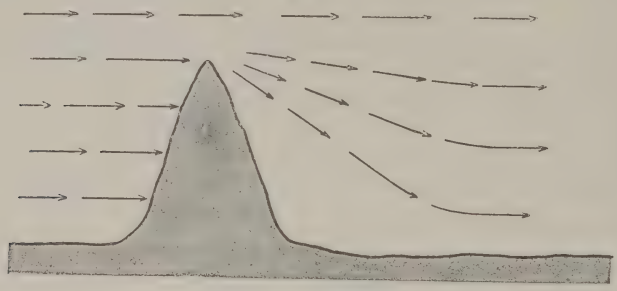


3° Les ondes s'étendent par diffraction derrière la colline (*fig.* 206).

Les relations dépendent dans ces différents cas de la forme de la montagne, de la conductibilité et de la constante diélectrique de la matière qui la constitue. La diffraction se fait assurément sentir dans tous les cas; elle peut même jouer à l'occasion un rôle primordial, ainsi qu'il résulte des expériences de J. Jackson ([115]) : un navire se trouvant dans le voisinage immédiat d'une colline ne reçoit pas les télégrammes

d'une station située de l'autre côté de la colline, mais il peut les recevoir dès qu'il s'est un peu éloigné de la colline. Si la colline se compose d'une matière très bonne conductrice et que sa largeur soit très grande par rapport à la longueur d'onde, c'est certainement le second cas qui se

Fig. 206.

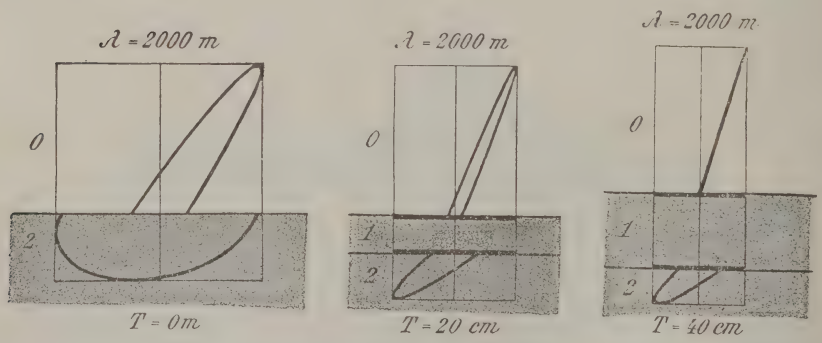


produira. La partie de l'onde qui traverse la colline, premier cas, n'entre en ligne de compte que si la colline est d'une matière très mauvaise conductrice et sa largeur pas trop grande.

b. Duddell et Taylor ([113]) ont montré, par leurs expériences, que des rideaux d'arbres pouvaient troubler très fortement la propagation des ondes. De même, de hautes maisons peuvent avoir une action fâcheuse, surtout lorsqu'elles se trouvent dans le voisinage immédiat de l'émetteur et du récepteur.

124. Pluie et nappe d'eau souterraine (F. Hack) ([116]). — *a*. Le cas où des couches de propriétés très différentes se superposent, dans la pro-

Fig. 207. Fig. 208. Fig. 209.

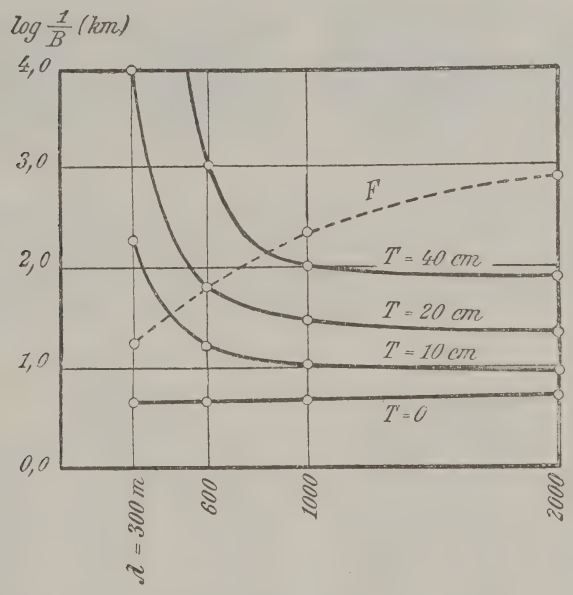


fondeur du sol, se produit par exemple lorsque la couche supérieure d'un sol très mauvais conducteur de faible constante diélectrique a

atteint, à la suite d'une chute de pluie ou de neige, une bonne conductibilité et une constante diélectrique plus élevée. Les figures 207 à 209 montrent (*), pour des ondes planes, comment varie la direction du champ électrique à la surface du sol. La première représente le champ (*voir* 121 *b*) pour un sol tout à fait sec, la seconde et la troisième pour les cas où le sol est imbibé jusqu'à une profondeur de 20^{cm} et de 40^{cm}. L'action est donc la suivante : la forte composante de champ tournant, qui existe dans un sol très sec, est d'autant plus réduite, c'est-à-dire que le champ se rapproche d'autant plus d'un champ alternatif pur, que la couche humide du sol est plus épaisse.

La figure 210 (*voir* 121 *c*) montre l'influence sur l'absorption des ondes : l'absorption est diminuée par la pluie dans tous les cas pratiques,

Fig. 210.



et cela d'autant plus que la pluie a pénétré plus profondément dans le sol.

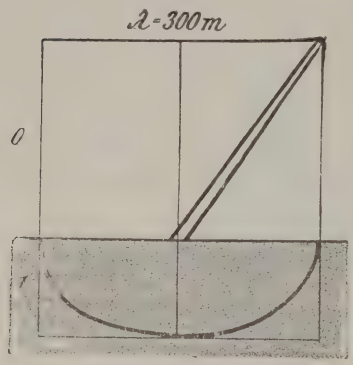
b. En outre, il existe sous presque tout les continents, au-dessous

(*) Les figures 205 à 219 sont dues au professeur Dr F. Hack (Stuttgart). Dans les figures on a admis les valeurs suivantes :

Pour un sol sec	$\sigma = 10^{-16}$ C.G.S.	$k = 2$
Pour un sol imbibé	$\sigma = 10^{-13}$ C.G.S.	$k = 15$
Pour la nappe d'eau souterraine.....	$\sigma = 5.10^{-14}$ C.G.S.	$k = 80$

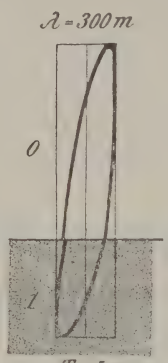
de la couche superficielle de sol relativement sec et rocheux, une couche d'eau souterraine, dont la distance au-dessous de la surface de la Terre varie généralement d'une centaine de mètres à quelques mètres. Les figures 211 à 215 donnent le champ à la surface de la Terre pour

Fig. 211.



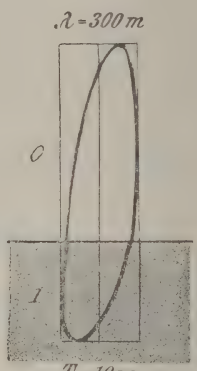
Pas d'eau souterraine.

Fig. 212.



T=5m

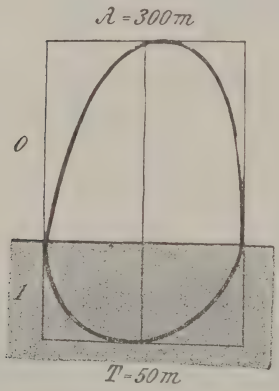
Fig. 213.



T=10m

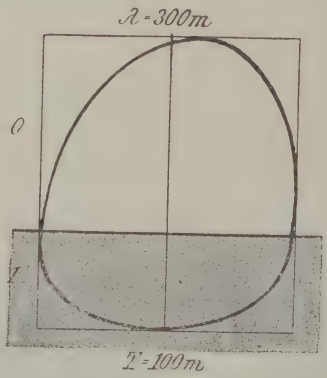
une longueur d'onde de 300^{m}, les figures 216 à 220 pour une longueur d'onde de 2000^{m} : la figure 221 montre la variation de l'absorption due à la nappe d'eau souterraine (T = distance de la surface de la nappe à la surface de la Terre). Dans tous ces cas, l'épaisseur de cette

Fig. 214.



T=50m

Fig. 215.



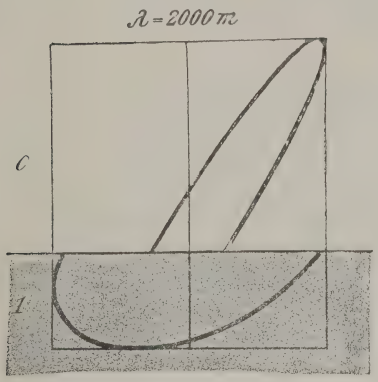
T=100m

couche d'eau souterraine est considérée comme très grande. Ces figures montrent que la couche d'eau souterraine renforce la composante de champ tournant du champ électrique; l'absorption est diminuée ou

augmentée suivant le cas; mais dans la plupart des cas pratiques, elle est assurément diminuée (*).

125. **Répartition entre la terre et l'eau.** — Si deux stations sont sépa-

Fig. 216.



Pas d'eau souterraine.

Fig. 217.

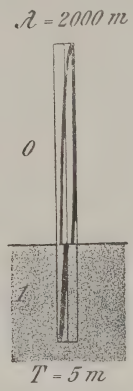
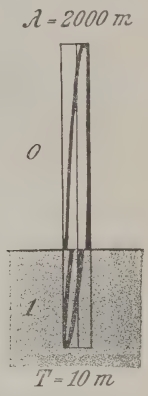


Fig. 218.



rées par de la terre ferme et par de l'eau, en particulier de l'eau de mer, différents phénomènes peuvent se produire.

a. La partie principale de l'onde peut employer la surface de la mer comme direction et se propager sur cette surface.

Fig. 219.

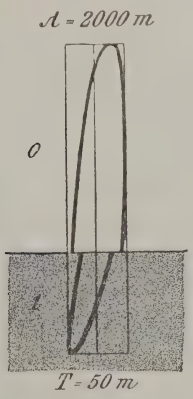
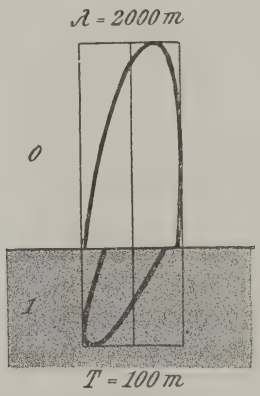


Fig. 220.



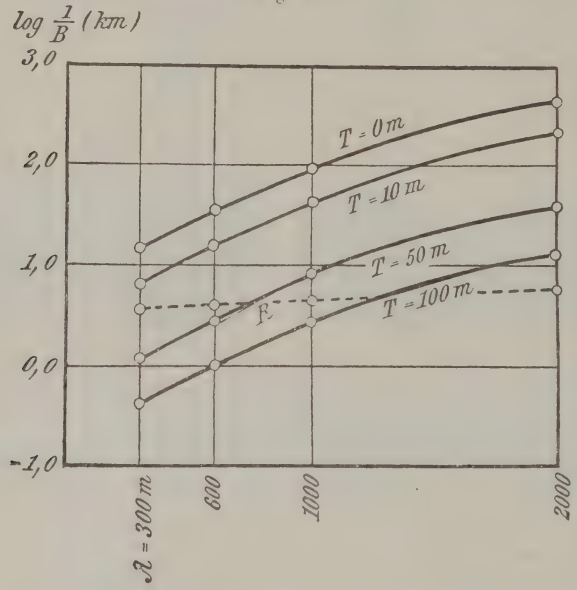
Il ne faudrait pas toutefois en conclure que, dans les expériences

(*) La courbe pointillée de la figure 221 montre l'absorption pour le cas où il n'y a pas de nappe d'eau souterraine.

entre la station Marconi du Poldhu et la station d'Ancône en Italie, la partie des ondes qui agissait à Ancône n'était pas celle qui avait suivi la direction rectiligne par-dessus les Alpes, mais celle qui aurait suivi la mer en passant par Gibraltar.

L'eau douce semble déjà agir dans ce sens; on a tout au moins montré, en faisant des expériences avec des trains en marche, que l'action

Fig. 221.



s'accroissait fortement si le train (récepteur) s'approchait du cours d'une rivière ([117]). Il semble donc que les ondes se propagent de préférence le long des voies d'eau, meilleures conductrices.

b. Pour l'absorption des ondes, il faut considérer en premier lieu la partie du trajet que l'onde a parcouru au-dessus de la terre ferme. Il est donc important, pour les expériences avec les navires, que la station terrestre soit située le plus près possible du rivage.

c. Dans la transition de l'eau à la terre et inversement, il se produit une réflexion partielle des ondes. Pour l'amplitude des ondes que produit un émetteur déterminé quelconque à une distance déterminée, il faut donc non seulement considérer la distance que l'onde a franchie au-dessus de la terre d'une part et au-dessus de l'eau d'autre part, mais encore la forme du rivage (*).

(*) Une baie circulaire peut, dans certaines conditions, agir comme un miroir concave.

Il serait nécessaire d'éclaircir ces considérations ; on peut dire toutefois qu'il semble démontré qu'en des points déterminés, et dans certaines conditions, l'action d'un émetteur est meilleure qu'en d'autres points situés plus près de lui.

III. — Action sur les ondes des influences atmosphériques et autres.

126. **Action de l'état de l'atmosphère.** — Il a été très fréquemment avancé que l'état de l'atmosphère avait une grande influence sur la portée d'une station ([118]). Il faut en tout cas distinguer deux influences différentes :

1° L'influence directe que l'état de l'air (ionisation, pression, température, teneur en vapeur d'eau et en gouttelettes d'eau) peut avoir sur la propagation des ondes;

2° L'influence indirecte qu'il peut avoir, en ce sens que les conditions atmosphériques font varier d'une part l'isolement et la prise de terre de l'antenne et par suite les oscillations de l'émetteur et du récepteur, d'autre part l'état de la surface terrestre entre l'émetteur et le récepteur et par suite l'absorption des ondes (*).

Les expériences dans lesquelles on n'a pas tenu compte des influences indirectes, ou dans lesquelles on ne les a pas exactement contrôlées, ne peuvent pas être retenues pour la détermination des influences directes. Il faut en conclure que toutes les expériences faites au-dessus de la terre ferme sont inexistantes, car il est impossible d'éliminer ou de déterminer l'influence des circonstances atmosphériques sur la surface terrestre située entre l'émetteur et le récepteur. Il ne faut donc tenir compte que des expériences faites sur mer et autant que possible de navire à navire, et encore faut-il vérifier que l'isolement de l'antenne (et par suite les oscillations de l'émetteur) n'a pas été influencé.

Il faut également être très prudent dans l'interprétation des résultats de ces expériences. Toutes les fois que l'état de l'atmosphère a de l'influence sur l'action, il faut considérer l'ensemble de la région comprise entre l'émetteur et le récepteur, et cela jusqu'à une très grande altitude. Il est évident que, la plupart du temps et surtout dans les expériences à grande distance, cela n'est pas possible.

127. **Action de la lumière du jour.** — L'unique chose qui ait été

(*) Il faut peut-être aussi envisager une variation de la sensibilité du détecteur d'onde sous l'influence des conditions atmosphériques (par exemple avec des cohéreurs dans lesquels on n'a pas fait le vide).

démontrée avec certitude dans les expériences faites jusqu'ici est l'influence du jour et de la nuit. Cette remarque a été faite initialement par Marconi ([119]) et a été vérifiée, depuis, bien souvent. Dans la télégraphie à grande distance, l'action du même émetteur est beaucoup plus grande la nuit que le jour. La portée atteinte la nuit est, d'après les données de Marconi, parfois deux fois et demie celle obtenue le jour. Il peut y avoir à cela deux raisons.

a. Sous l'action des rayons ultraviolets, et peut-être aussi des atomes chargés émis par le Soleil, l'air est ionisé et atteint par suite une certaine conductibilité. L'absorption des ondes est accrue de ce fait.

On peut connaître, jusqu'à une altitude d'environ 6000^m, tout au moins l'ordre de grandeur que la conductibilité de l'air peut atteindre; son action sur l'absorption des ondes peut être calculée pour des hypothèses données ([120]). Toutefois, le calcul montre que la variation de l'absorption est trop faible pour qu'il y ait à en tenir compte en pratique. Les couches d'air qui sont à une altitude inférieure à 6000^m ne peuvent donc pas être considérées comme étant vraisemblablement responsables du phénomène constaté.

Il est presque certain qu'à une plus grande altitude la conductibilité qu'atteignent les couches d'air sous l'action des rayons lumineux est plus grande. Les rayons ultraviolets sont fortement absorbés par l'atmosphère, et une grande partie de l'énergie ainsi absorbée est probablement employée à une ionisation de l'air. On ne peut pas affirmer, *a priori*, que la conductibilité de l'air à une grande altitude puisse atteindre une valeur assez considérable pour qu'elle ait une influence sensible sur la propagation des ondes, mais ce n'est pas impossible. S'il en est ainsi, la forme de l'onde doit être modifiée par les couches supérieures de l'atmosphère qui sont conductrices ([121]) (*voir* 178 *b*).

b. Sous l'influence de la lumière du jour, les effluves de l'antenne et par suite l'amortissement et l'amplitude des oscillations peuvent être modifiés.

Cela peut se produire de deux façons. Premièrement, l'action directe photo-électrique de la lumière du jour sur la surface de l'antenne peut accroître la décharge de l'antenne. Secondement, la lumière du jour peut exercer indirectement une influence sur les effluves, par le fait qu'elle augmente la conductibilité de l'air.

Il n'est pas vraisemblable que la lumière du jour cause une variation sensible des effluves aux points où il en existe déjà la nuit, car l'influence de la lumière du jour, en présence de la forte ionisation due aux effluves eux-mêmes, n'est certes pas à considérer. Mais on peut penser qu'aux points de l'antenne où l'amplitude de la tension n'est

pas suffisante pour produire des effluves la nuit, l'influence directe ou indirecte de la lumière du jour peut en produire.

Les expériences de laboratoire ([122]), faites avec des bobines et des antennes simples, n'ont accusé aucune influence sensible de la lumière ultraviolette intense (*); les mesures d'amortissement à l'antenne n'ont pas donné des résultats différents pendant le jour et pendant la nuit (H. Mosler) ([122a]).

On peut collationner les résultats en disant qu'il s'agit, pour l'influence de la lumière du jour, d'un phénomène certain en fait, mais encore insuffisamment éclairci.

128. **Action de la brume.** — Des relations analogues se produisent sous l'influence de la brume, qui, semble-t-il, agit favorablement dans les expériences sur mer.

En fait, l'air par temps de brume a une conductibilité tout à fait faible. D'après ce qui a été dit à 127, on est à peine en droit d'éclaircir cette question. Il est possible, mais peu probable, que la brume défende l'antenne contre l'action photo-électrique des rayons lumineux et agisse ainsi favorablement. Il est possible, également, que les effluves de l'antenne et l'ionisation de l'air ainsi produite soient réduites par la brume, les ions libérés étant immobilisés par les particules de brume (**). Les expériences de laboratoire ([122]), faites avec des bobines et de la brume artificielle, n'ont décelé aucune influence sur les effluves.

129. **Influence de la prise de terre de l'émetteur sur la propagation des ondes.** — En ce qui concerne l'importance de la terre en T. S. F., il faut tout d'abord tenir compte de deux questions rigoureusement séparées :

1° Quelle est l'influence de la prise de terre de l'antenne sur les oscillations (fréquence, distribution et amplitude du courant, amortissement)?

2° Quelle influence la Terre a-t-elle sur la propagation des ondes?

La première question a été traitée dans les articles 87 et suivants, la seconde dans les articles 120 et suivants.

(*) Les renseignements de Marconi vont également à l'encontre d'une influence de la lumière sur les oscillations de l'émetteur; il déclare en effet que l'influence de la lumière du jour est seulement perceptible pour les grandes distances (au-dessus de 250^{km}) ([123]). Cela indiquerait donc au premier abord un phénomène d'absorption (*voir* aussi 178 *b*).

(**) Une telle influence des particules de brume existe en fait; elle est en effet la cause pour laquelle par brume l'air présente une conductibilité particulièrement faible.

Mais on peut en outre se poser une troisième question : La manière dont l'antenne de l'émetteur est reliée à la Terre a-t-elle une influence sur la propagation des ondes ?

Sur mer il est absolument invraisemblable qu'une telle influence puisse se produire, mais il n'en est pas de même sur un sol desséché. On peut supposer, par exemple, que le fait, que le fil de terre aille ou non jusqu'à la nappe d'eau souterraine, ait de l'influence sur la propagation des ondes.

Si l'on veut trancher cette question par des expériences (*), il est absolument nécessaire de faire en sorte que les oscillations sur l'antenne ne soient pas modifiées par les différences dans la prise de terre ; c'est-à-dire que la fréquence, l'amortissement, la distribution et l'amplitude du courant restent les mêmes. Des expériences dans lesquelles cette condition ne serait pas remplie ne peuvent pas contribuer à la solution de la question.

130. **Coefficient de sécurité.** — Il résulte de 124 et de 126 et suivants que l'action d'un émetteur donné sur un récepteur déterminé est influencée par diverses circontances, les conditions atmosphériques par exemple. Si donc on veut être certain qu'une station ne cessera pas de fonctionner pour une simultanéité de circonstances défavorables, il est absolument nécessaire de travailler avec un coefficient de sécurité élevé. On devra choisir la portée de l'émetteur, c'est-à-dire la distance à laquelle on pourrait placer le récepteur sans que les signaux s'interrompent, beaucoup plus grande que la distance qui sépare les deux stations, qui doivent communiquer d'une manière continue.

La Compagnie de T. S. F. se fixe, comme coefficient de sécurité à employer, la valeur 3 environ ([124]), c'est-à-dire que la portée de ses stations industrielles est trois fois plus grande que la distance à laquelle les stations doivent être mises en œuvre d'une manière permanente.

(*) Des données sur des expériences de cette sorte se trouvent en grand nombre dans les divers Ouvrages.

CHAPITRE X.

LES DÉTECTEURS D'ONDES ([125]).

La mise en évidence directe des ondes électromagnétiques émises par une station n'est pas possible. On en est réduit à faire produire par ces ondes des oscillations dans les fils du récepteur et à déceler ces oscillations par des appareils appropriés. On conçoit que l'on désigne ces appareils sous le nom d'*indicateurs d'ondes* ou de *délecteurs d'ondes*, bien qu'ils ne servent en réalité qu'à déceler des oscillations dans les fils sur lesquels ils sont montés.

I. — Détecteurs thermiques.

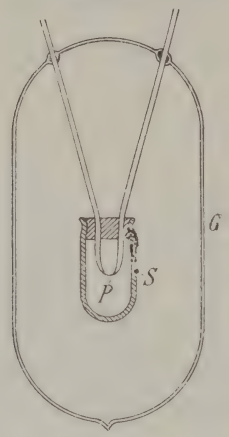
131. Détecteurs thermiques pour mesures. — Les courants qui sont produits dans les fils du récepteur par les ondes de la T. S. F. présentent une très faible amplitude, lorsque la distance entre l'émetteur et le récepteur est relativement considérable. Si donc on veut employer pour déceler ces courants le développement de chaleur qu'ils produisent, on a recours à des appareils extrêmement sensibles, déjà décrits à 44 et suivants, tels que le bolomètre, le thermo-élément, le thermo-galvanomètre.

En fait, pour les mesures du domaine de la T. S. F., le bolomètre de C. Tissot ([126]) et des bolomètres analogues ont été fréquemment employés à des distances assez considérables (*). La forme du bolomètre est en principe celle de la figure 59; le fil bolométrique très mince est enfermé dans un tube à vide; on emploie également, à la place du dispositif en pont, le montage en compensation de Bela Gati. Le détecteur employé par R. Fessenden, et depuis par d'autres expérimentateurs, se compose essentiellement d'un fil de platine très mince (fil de Wollaston), de $0^{mm},015$ de diamètre, dans une ampoule de verre

(*) 40^{km}, par exemple, pour l'utilisation d'un émetteur simple de Marconi.

dans laquelle on a fait le vide (G, *fig.* 222). Pour éviter la perte de chaleur par rayonnement, le fil est en outre entouré d'une ampoule de verre argenté S. Fessenden n'employait pas ce détecteur avec le dispositif en pont, mais avec un téléphone monté directement dans le circuit d'un

Fig. 222.



élément. Le téléphone réagit immédiatement sur les variations de courant produites par la modification de la résistance du fil.

Le thermo-galvanomètre s'est révélé comme très approprié aux mesures des ondes de la T. S. F. Il a été très employé par W. Duddell et J.-E. Taylor ([113]) pour leurs expériences, et par Marconi ([127]) dans ses recherches sur la télégraphie dirigée.

132. **Importance des détecteurs thermiques.** — Le détecteur thermique est tout particulièrement propre à solutionner certaines questions de la T. S. F. par des mesures quantitatives. Dans beaucoup de cas, il sera suffisant, si l'émetteur et le récepteur ne sont éloignés que de quelques kilomètres. La sensibilité des détecteurs thermiques est satisfaisante; ils présentent sur les autres détecteurs d'ondes le grand avantage de permettre de savoir exactement ce qu'on mesure : leur déviation est uniquement produite par l'effet du courant.

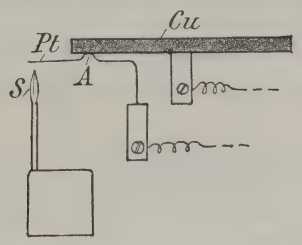
Cette propriété des détecteurs thermiques peut parfois présenter un danger. Il est scabreux d'appliquer, sans étude ultérieure, les résultats obtenus avec des détecteurs thermiques à des dispositifs dans lesquels on emploie d'autres détecteurs d'ondes.

133. **Thermo-détecteur.** — Les détecteurs décrits dans 131 ne satisfont pas aux exigences formulées dans la pratique sur la sensibilité d'un

détecteur. Dans ces derniers temps, on a construit un détecteur thermique, appelé *thermo-détecteur*, qui n'est pas inférieur en sensibilité aux autres détecteurs. C'est en principe un thermo-élément, dans lequel la grande sensibilité n'est pas obtenue par l'emploi d'un fil très fin, mais par un contact en forme de pointe entre les deux corps qui composent le thermo-élément.

On a recherché diverses combinaisons pour ces thermo-détec-

Fig. 223.



teurs ([128]): L.-W. Austin employait un petit morceau de tellure à arêtes vives, qui était légèrement appuyé par un ressort contre une plaque d'aluminium; G.-H. Pickard employait le couple silicium-cuivre; d'autres expérimentateurs ont employé le couple graphite-galène. Dans le thermo-détecteur de W. Schlömilch (Compagnie de T. S. F.), on prend un fil de platine avec un petit ressaut (A, *fig.* 223) légèrement appliqué contre une plaque de cuivre oxydé. Le fil de platine est chauffé par une lampe à alcool; il existe donc toujours une force thermo-électrique; par suite, elle n'est pas produite par les oscillations, mais seulement modifiée par elles. Ce détecteur n'a, jusqu'à présent, presque jamais été employé dans la pratique.

II. — Détecteurs magnétiques ([129]).

134. Principe physique. — On peut créer un champ magnétique M dans des fils d'acier ou de fer dur au moyen d'une bobine parcourue par un courant, ou au moyen d'un aimant. Si l'on fait agir sur les fils le champ d'une oscillation électromagnétique, de la décharge d'un circuit à condensateur par exemple, l'induction magnétique dans les fils n'est généralement plus, après la décharge, la même qu'avant. On peut donc dire que le résultat (*) de cette action est une variation très brusque de l'induction magnétique dans les fils.

(*) Il est indifférent de savoir comment le phénomène est possible en soi.

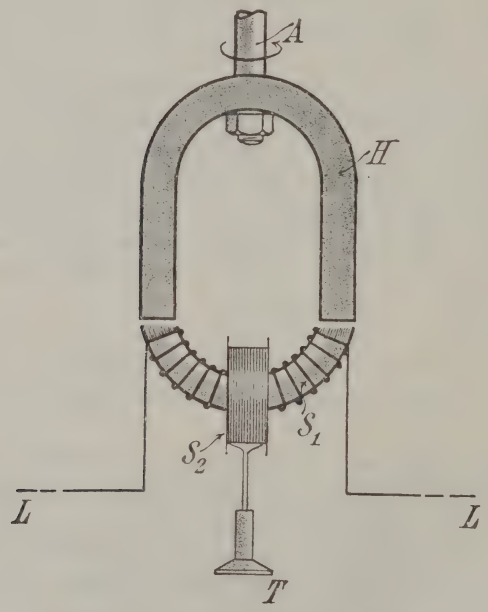
Si l'on répète l'expérience avec les mêmes fils, l'action n'est plus qu'extrêmement faible. Pour qu'une deuxième décharge produise de nouveau une variation sensible de l'induction magnétique dans les fils, il est nécessaire de faire varier le champ magnétique M entre la première et la deuxième oscillation, d'augmenter ou de diminuer par exemple le courant qui excitait le champ M, ou, si le champ était créé par un aimant, d'éloigner ou de rapprocher l'aimant des fils.

Si donc on emploie du fer ou de l'acier pour mettre en évidence des oscillations électromagnétiques, il est indispensable, pour qu'ils réagissent convenablement, que le champ extérieur varie continuellement, ou encore que ce soit toujours une région nouvelle du fer qui se présente aux points où les oscillations électromagnétiques agissent.

135. **Détecteur magnétique de Marconi.** — Marconi, s'appuyant sur les expériences de Rutherford, a employé deux formes différentes.

a. La première est représentée schématiquement par la figure 224

Fig. 224.

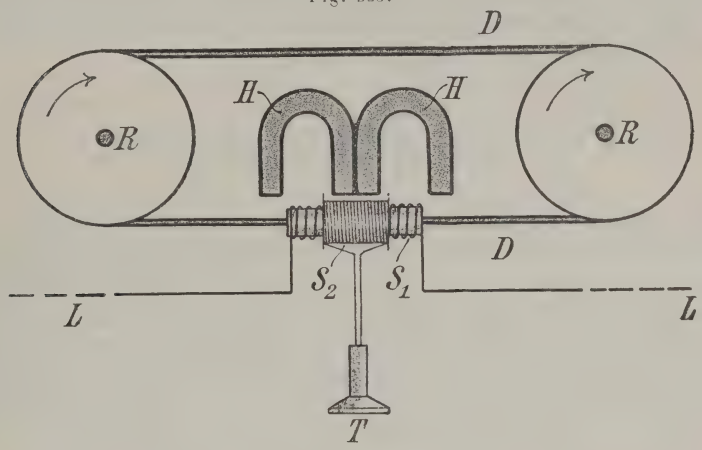


Un faisceau de fils de fer dur se trouve à l'intérieur de l'enroulement S_1 parcouru par les oscillations du récepteur. Le champ magnétique variable M est obtenu par la rotation d'un aimant en fer à cheval H autour de l'axe A. Les oscillations sont décelées par le fait que les varia-

tions rapides de l'induction magnétique, qu'elles produisent dans le faisceau de fils, induisent une force électromotrice dans la bobine S_2. On entend par suite un craquement dans le téléphone, toutes les fois qu'une onde électromagnétique passe dans le récepteur.

b. Marconi semble ne plus employer dans la pratique que la seconde forme, qui est donnée figure 225. Les fils de fer forment un câble sans

Fig. 225.



fin D qui passe sur deux poulies à gorge R, mises en mouvement par un appareil auxiliaire. Le champ magnétique M dans les fils de fer est produit par deux aimants en fer à cheval, devant les pôles desquels se meuvent les fils. L'action des oscillations se fait sentir dans les fils quand ils passent dans l'intérieur de la bobine S_1, qui est intercalée dans le récepteur L. La mise en évidence des oscillations se fait au moyen d'un téléphone monté sur la bobine S_2.

Tout dernièrement, Marconi aurait réussi, avec ce détecteur, à actionner un relais et par suite à inscrire automatiquement les télégrammes (147). Il dit ([130]) y être parvenu par un dispositif convenable du circuit de courant, principalement par l'accroissement de sa longueur, et par l'usage d'une espèce de fer particulière. Il serait ainsi possible d'obtenir une impulsion plus lente, capable par suite d'actionner un instrument enregistreur. On ne semble pas avoir actuellement de données plus récentes à ce sujet.

136. Autres formes de détecteurs magnétiques. — Une autre classe de détecteurs magnétiques est formée par un corps en fer, sur lequel doivent agir les oscillations ; ce corps est placé dans un champ magnétique tournant, ou se meut dans un champ magnétique constant. A cette

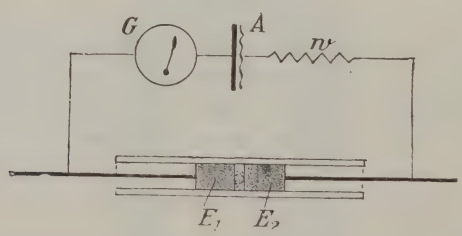
classe appartiennent les dispositifs de R. Arno, J.-A. Ewing et L.-H. Walter, de L.-H. Walter et de W. Peuckert ([131]).

Ces dispositifs n'ont pas été encore employés dans la pratique, ou du moins je n'ai pas de renseignements à ce sujet. Ils sont surtout destinés aux mesures. Pour celles-ci, ils présentent le principal avantage que l'action n'est pas déterminée par le passage d'une seule oscillation (comme dans le détecteur magnétique de Marconi), mais que les actions des oscillations successives s'ajoutent jusqu'à un certain point comme dans les détecteurs thermiques (*voir* 145).

III. — Contacts imparfaits.

137. **Cohéreur à limaille métallique** ([132]). — Dans sa forme primitive le cohéreur (appelé aussi *tube radio-conducteur*) se compose d'un tube formé d'une substance non conductrice (tube de verre, par exemple) et de deux électrodes métalliques E_1 et E_2 (*fig.* 226), entre lesquelles se trouvent des petits morceaux (grenaille, limaille) d'un métal quelconque. Un tel cohéreur offre dans son état normal une résistance presque

Fig. 226.



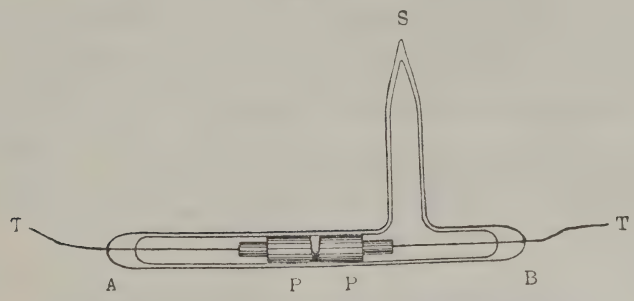
infinie; mais, si on le fait traverser par des oscillations suffisamment fortes, sa résistance est très diminuée ; elle est alors de quelques milliers d'ohms, dans beaucoup de cohéreurs de quelques centaines seulement et parfois moins. Après le passage des oscillations, le cohéreur conserve cette résistance amoindrie. Pour ramener le cohéreur à son état de non-conductibilité, pour le *décohérer*, il faut l'ébranler, par exemple le frapper avec un instrument quelconque.

Depuis que Branly a démontré que ce dispositif simple constituait un détecteur d'ondes, dont la sensibilité était d'un tout autre ordre de grandeur que celle des détecteurs connus jusqu'alors, les perfectionnements des cohéreurs ont été poussés dans les voies suivantes.

a. La forme du cohéreur n'a pas été beaucoup modifiée. Marconi a taillé obliquement les faces des électrodes (*fig.* 227), de manière que

l'espace compris entre elles soit en forme de coin. La partie la plus étroite se trouve en bas, et pour décohérer on frappe de bas en haut ; on

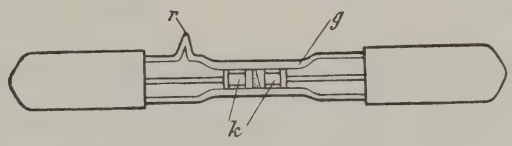
Fig. 227.



évite ainsi jusqu'à un certain point que la limaille se coïnce et que le décohérage soit rendu difficile.

b. Il est impossible de dire quelque chose de bien général sur la matière à employer. Marconi s'est servi d'électrodes d'argent légèrement amalgamées et, comme remplissage, d'un mélange de 96 pour 100 de limaille de nickel et de 4 pour 100 de limaille d'argent. La Compagnie de T. S. F. a longtemps employé des cohéreurs analogues (*fig.* 228). Dans

Fig. 228.



ces derniers temps, Schlömilch a construit pour la Compagnie de T. S. F. un cohéreur particulièrement sensible en or et aluminium; l'une des électrodes était en or, l'autre en aluminium, le remplissage en poudre d'or. A. Kœpsel est arrivé à obtenir un cohéreur très sûr par l'emploi d'électrodes formées de plaques parfaitement polies d'acier fortement trempé et d'une limaille d'acier à la trempe du verre.

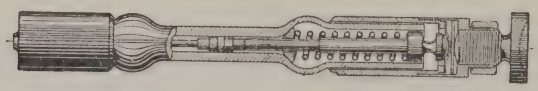
En ce qui concerne le remplissage, non seulement la composition chimique de la matière employée intervient, mais il faut encore tenir le plus grand compte de la forme des grains. Avec la plupart des matières, il est avantageux, pour obtenir une grande sensibilité, que la limaille soit aussi pointue et anguleuse que possible. Le danger, que la limaille se serre et rende ainsi le décohérage difficile, est diminué si l'on rejette soigneusement tous les grains qui ont une forme allongée.

c. On fait fréquemment le vide dans les cohéreurs, conformément à

la manière de procéder de Marconi. On est ainsi certain que l'intérieur du cohéreur est complètement sec, condition importante pour un fonctionnement sûr.

d. Beaucoup de cohéreurs sont organisés de manière que leur sensibilité soit réglable. Avec les cohéreurs dont la fente est en forme de coin très prononcé, comme ceux employés par la Compagnie de T. S. F. par exemple, il suffit tout simplement de faire tourner le cohéreur; la sensibilité est maxima quand la partie la plus étroite de la fente se trouve en bas. Avec d'autres cohéreurs, ceux de A. Kœpsel par exemple, la distance des électrodes est réglable ; il en est de même pour ceux de H. Boas (*fig.* 229), dans lesquels on a fait également le vide. Le réglage

Fig. 229.

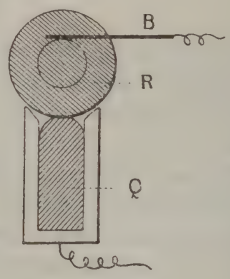


des électrodes, malgré la fermeture hermétique, est rendu possible par l'artifice suivant : le cohéreur est fermé à l'une de ses extrémités par une membrane métallique (*) flexible, contre la face interne de laquelle vient s'appuyer une des électrodes poussée par un ressort. On peut de l'extérieur exercer une pression contre cette membrane, à l'aide d'une vis micrométrique, ce qui permet de déplacer l'une des électrodes dans certaines limites.

138. **Cohéreur à mercure.** — *a.* Dans la Marine italienne, on a expé-

Fig. 230.

Fig. 231.



rimenté un cohéreur (**) représenté schématiquement figure 230. Dans

(*) La membrane métallique est soudée à un tube métallique, qui à son tour est soudé sur le tube de verre préalablement platiné.

(**) Cet appareil serait dû à un sous-officier italien, Castelli.

un tube en verre sont introduites deux électrodes en fer, ou l'une en fer et l'autre en charbon ; une goutte de mercure est placée entre les électrodes. Ce cohéreur, qui a été employé pendant quelque temps par Marconi dans ses expériences à grande distance, semble dépasser en sensibilité le cohéreur à limaille métallique. A l'inverse de ce dernier, il reprend de lui-même sa très grande résistance initiale après le passage des oscillations (*), qui diminuent sa résistance tout comme dans le cohéreur à limaille. Actuellement, ce cohéreur n'est plus employé dans la pratique.

b. Des cohéreurs à mercure d'espèce tout à fait différente ont été proposés, d'une part par A. Kœpsel, d'autre part par A. Muirhead et O. Lodge ([133]). L'appareil de O. Lodge et A. Muirhead est représenté schématiquement (*fig.* 231). Un petit disque d'acier R, auquel le courant est amené par un balai B, est mis en rotation par un mouvement d'horlogerie ou un petit moteur. Il trempe à peine dans le mercure Q qui est recouvert d'une couche d'huile minérale. En temps normal, il n'y a aucun contact conducteur entre le disque d'acier et le mercure, mais le contact se produit dès que les oscillations traversent le cohéreur et disparaît de lui-même aussitôt que les oscillations cessent.

D'après W. Preece ([134]), le cohéreur de Lodge et Muirhead donne d'excellents résultats dans la pratique.

c. L.-H. Walter ([135]) a construit, paraît-il, un cohéreur à mercure très utilisable, dans lequel le contact sensible serait formé par un fil de tantale et par du mercure.

139. Cohéreurs à charbon ou à graphite. Contacts microphoniques. — Dans une autre classe de cohéreurs, on utilise le charbon ou le graphite. La forme la plus simple de ces cohéreurs, si elle n'est pas la forme pratiquement utilisable, se compose de deux charbons de lampe à arc appuyant légèrement l'un sur l'autre, ou encore d'un crayon de graphite et d'un fil ; elle suffit à démontrer le phénomène, de même que ce microphone que Hughes avait déjà employé en 1879 pour la mise en évidence des oscillations électromagnétiques. Lorsque des oscillations traversent ces cohéreurs, leur résistance varie comme celle des cohéreurs à limaille ; mais, au contraire de ces derniers et comme pour les cohéreurs à mercure, ils ont la propriété de s'autodécohérer.

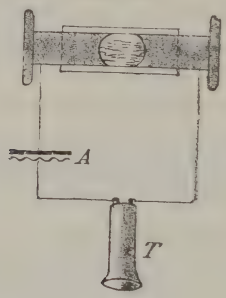
Dans la forme que Kœpsel a donné à ce cohéreur, le contact imparfait se compose d'une plaque d'acier très dur parfaitement polie et d'une pointe de graphite dur ; il a été longtemps employé dans la pratique. Sa sensibilité est excellente, mais la sécurité de son fonctionnement laisse à désirer.

(*) On appelle souvent ces détecteurs d'ondes *autodécohéreurs*.

IV. — Détecteurs électrolytiques et détecteurs divers.

140. Détecteur de de Forest. — Dans un tube de matière non conductrice se trouvent deux électrodes métalliques, comme dans les cohéreurs ordinaires ; les surfaces terminales des électrodes sont hémisphériques (*fig.* 232). L'espace compris entre elles est rempli d'une pâte, qui

Fig. 232.



se compose dans un des dispositifs, par exemple, de glycérine étendue d'eau, de limaille métallique et de litharge pulvérisée.

L'action des oscillations électromagnétiques sur ce détecteur d'ondes se manifeste par un accroissement de la résistance, qui cesse de lui-même avec les oscillations.

De Forest explique ce phénomène de la manière suivante : si ce détecteur est monté dans le circuit d'un élément, il est traversé par un faible courant. La conséquence de l'électrolyse ainsi produite est la formation de ponts très ténus entre les grains de limaille métallique; sous l'action des oscillations, ces ponts sont rompus. Dès que les oscillations cessent, les ponts se reforment de nouveau sous l'action du courant de l'élément et le détecteur reprend sa faible résistance normale.

141. Détecteur électrolytique de Ferrié, Schlömilch, Fessenden. — Les détecteurs électrolytiques qu'on va décrire ont été proposés par Ferrié, R. Fessenden et W. Schlömilch, indépendamment les uns des autres. La forme employée par la Compagnie de T. S. F. et connue sous le nom de *Élément de Schlömilch* est la suivante (*fig.* 233) : dans une ampoule contenant de l'acide sulfurique dilué plongent deux électrodes en fil de platine, dont l'une très mince enchâssée dans un tube de verre n'a qu'une très faible saillie. Ce fil mince est relié au pôle positif d'un élément, le gros fil est relié au pôle négatif ; la FEM de cet élément ne doit être que très légèrement supérieure à la FEM produite par la

polarisation de l'élément platine-acide sulfurique-platine. Par suite, un courant très faible traverse le détecteur, et l'on n'obtient sur un galvanomètre monté dans le circuit qu'une très faible déviation. Mais, dès que des oscillations agissent sur le détecteur, on obtient un renforcement considérable du courant; un galvanomètre monté dans le circuit accuse une forte déviation; un téléphone monté dans le circuit fait entendre un

Fig. 233.

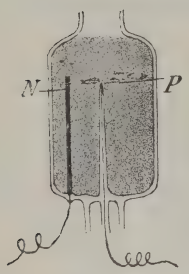
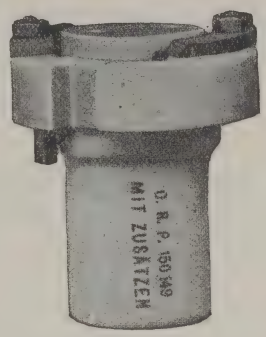


Fig. 234.



craquement. Si les oscillations cessent, le courant reprend de lui-même sa faible valeur normale.

a. Les propriétés caractéristiques du détecteur, dont la figure 234 (*) donne un aspect extérieur, sont les suivantes :

1° La sensibilité est d'autant plus grande que la surface de l'électrode positive est plus petite. Les détecteurs employés en T. S. F. ont donc une électrode extrêmement petite. Elle se compose, dans l'élément de Schlömilch, d'un fil de platine de $0^{mm},03$ de diamètre noyé dans une chemise de verre, dont il n'émerge que d'une quantité extrêmement faible;

2° La résistance que le détecteur présente dans son état normal de non-excitation s'élève seulement à quelques milliers d'ohms ; elle est donc du même ordre de grandeur que celle du cohéreur en état d'excitation;

3° La déviation accusée par un galvanomètre monté dans le circuit, ou l'intensité du craquement produit dans un téléphone monté dans le circuit, est, toutes choses égales d'ailleurs (**), d'autant plus forte que l'amplitude des oscillations est plus grande. La déviation du galvanomètre, ou le craquement du téléphone, n'indique donc pas seulement la

(*) Dans ce modèle l'électrode positive peut être changée.

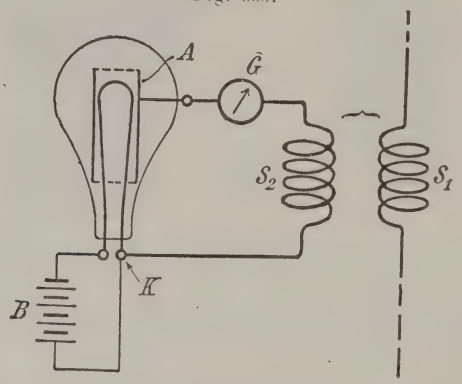
(**) C'est-à-dire principalement avec un décrément constant. La déviation dépend non seulement de l'amplitude, mais également du décrément.

présence des oscillations, mais donne encore une certaine mesure de leur amplitude (*voir* 145) ([136]).

b. Dans ces derniers temps, avec son *liquid barreller* dont le mode de fonctionnement ne diffère pas essentiellement de celui de l'élément de Schlömlich, Fessenden ([137]) a trouvé que la restitution des signes dans le téléphone était plus forte et plus nette en soumettant le détecteur à une pression de 3^{atm} à 4^{atm}.

142. Tube à vide avec cathode incandescente ([138]). — *a*. J.-A. Fleming ([139]) a fait la remarque suivante. Dans une lampe à incandescence

Fig. 235.



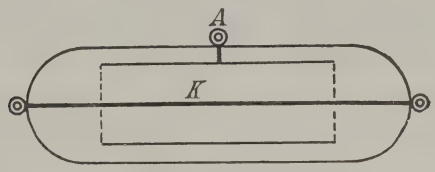
se trouve une électrode A, à laquelle on a donné par exemple la forme d'un cylindre (*fig.* 235). Le filament de la lampe est rendu incandescent par la batterie B (*). Un conducteur contenant un galvanomètre G, ou un téléphone, et un enroulement S_2 est relié d'un côté à l'électrode A, de l'autre au filament incandescent. La bobine S_1 agit par induction sur la bobine S_2. Si on lance des oscillations dans la bobine S_1, afin que des oscillations soient induites dans le circuit AGS_2K, le galvanomètre G accuse une déviation, ou bien on entend un craquement dans le téléphone. La déviation du galvanomètre disparaît d'elle-même dès que les oscillations cessent. Ce dispositif constitue donc un détecteur d'ondes autodécohéreur. De Forest a proposé sous le nom d'*audion* un détecteur semblable quant à la forme ; toutefois il ne l'emploie pas, ainsi que Fleming, comme redresseur de courant, mais comme une sorte de relais (dans le genre des tubes de Zehnder, OEM et T. S. F. 407), pour produire des sons dans un circuit téléphonique. C. Tissot ([138]) a fait des mesures à assez grande distance avec ce détecteur. En employant un

(*) Une bobine de réaction est montée dans le conducteur allant à la batterie (146 *c*).

galvanomètre Carpentier, il a pu travailler jusqu'à 50^{km}; il s'est plaint cependant de la faible constance des déviations (*). La sensibilité de ce détecteur doit être très bonne, car Marconi l'a employé dans ses stations transatlantiques.

b. A. Wehnelt ([140]) a employé des tubes spéciaux, construits par lui,

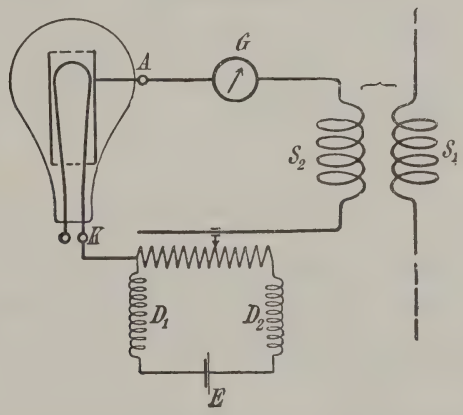
Fig. 236.



à la place de la lampe à incandescence et de la même manière que celle-ci. Ces tubes (*fig.* 236) ont comme cathode incandescente K un fil recouvert d'un oxyde métallique et comme anode A un cylindre creux en aluminium.

c. D'après les remarques de H. Brandes ([141]), lorsqu'on emploie des

Fig. 237.



tubes de cette espèce comme détecteurs d'ondes, il est avantageux de monter un élément E dans le conducteur qui contient le tube, comme dans le dispositif de la figure 237 (**). Si l'on règle convenablement la

(*) C. Tissot ([138]) a proposé un détecteur d'ondes à air raréfié (une sorte de tube de Zehnder), qui, d'après lui, serait moins sensible, mais très bien approprié aux mesures.

(**) D_1, D_2 sont des bobines de réaction. La batterie B et les connexions qui y aboutissent ne sont pas représentées dans la figure 237.

tension aux pôles du détecteur à l'aide d'un rhéostat, le dispositif est beaucoup plus sensible que sans élément.

143. **Détecteurs d'ondes à psilomelan, à peroxyde de plomb.** — Il y a une série de substances qui, placées entre deux électrodes métalliques et montées dans le dispositif de la figure 235 ou 237 à la place de la lampe à incandescence, donnent une déviation du galvanomètre ou un craquement du téléphone, dès que des oscillations sont lancées dans le circuit. Toutes ces substances peuvent être employées comme détecteurs d'ondes.

On peut ranger dans ces substances, d'après les études de F. Braun ([142]), le psilomelan (minerai de manganèse), la galène, le soufre en gravier, la pyrolusite et, d'après Dunwoody ([142]), le carborundum. Le détecteur à psilomelan a été expérimenté à la demande de F. Braun par la Compagnie de T. S. F. ; sa sensibilité peut atteindre celle d'un élément de Schlömilch. Le détecteur à carborundum semble donner également de bons résultats.

Il faut également ranger dans cette classe de détecteurs celui de S.-G. Brown ([143]), dans lequel du peroxyde de plomb est placé entre une électrode de plomb et une électrode de platine (*). Le plomb est relié au pôle négatif, le platine au pôle positif de l'élément.

W.-H. Eccles ([144]) a donné un détecteur, dans lequel on emploie un corps cristallisé non métallique entre deux électrodes de métal ; il appartient également à cette classe.

V. — Généralités sur les détecteurs.

144. **Mode d'action des différents détecteurs.** — Le mode d'action des détecteurs, y compris ceux à cathode incandescente, les détecteurs électrolytiques du type de l'élément de Schlömilch et quelques thermo-détecteurs peut, d'après H. Brandes ([141]), être considéré à un point de vue commun.

Tous ces détecteurs ont la propriété commune de ne pas suivre la loi de Ohm ; leur caractéristique (113) n'est donc pas une droite, mais une courbe sinueuse.

Deux cas sont à envisager :

1° La courbe n'est pas symétrique dans les premier et troisième quadrants (*fig.* 238), c'est-à-dire que le courant est différent pour des tensions de même grandeur, mais de signes contraires. On obtient donc,

(*) Ce détecteur a été établi par la Cambridge Scientific Instrument C°.

si la tension provient d'une oscillation, c'est-à-dire si la tension est alternative, un courant qui n'est pas le même dans une direction et dans l'autre. Dans l'action sur un galvanomètre, les courants dans les deux directions ne s'annulent pas ; le galvanomètre accusera donc une déviation, le téléphone un craquement (*), même si aucun élément n'est intercalé dans le circuit : le détecteur agit comme *redresseur de courant* (**).

2° La courbe est symétrique dans les premier et troisième quadrants (*fig.* 239). Si on lance des oscillations, il passe exactement le même

Fig. 238.

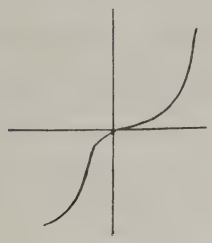
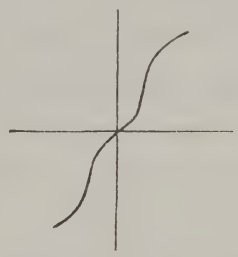


Fig. 239.



courant dans une direction et dans l'autre; le détecteur n'agit pas comme redresseur de courant; on n'obtient au galvanomètre aucune déviation.

Si l'on introduit maintenant un élément auxiliaire, il y a alors une tension constante aux pôles du détecteur. Un renforcement de la tension, par le fait d'une oscillation, entraîne alors un certain renforcement du courant dans le détecteur. Un affaiblissement de même valeur de la tension, par le fait des oscillations, ne provoque pas un affaiblissement du courant de même valeur absolue que le renforcement, par suite de la courbure de la caractéristique. En conséquence, la déviation d'un galvanomètre varie, ou l'on entend un craquement dans un téléphone, lorsqu'on lance des oscillations dans le détecteur : le détecteur avec un élément mis en circuit travaille comme un redresseur de courant.

L'action de redressement du courant est, comme l'a montré Brandes, d'autant plus forte que la caractéristique est plus inclinée sur l'axe des abscisses (***) et qu'elle a une courbure plus accentuée au point qui correspond à la tension de l'élément auxiliaire.

(*) C'est de cette façon que s'explique la remarque de Ferrié, à savoir qu'un détecteur électrolytique agit encore comme détecteur, même si aucun élément ne se trouve dans le circuit.

(**) S'il ne passe aucun courant dans une direction, on dit que le détecteur forme *soupape électrique*.

(***) Lorsque les ordonnées de la caractéristique sont proportionnelles à $\mathcal{V}$ et les abscisses à i.

Lorsqu'on emploie de tels détecteurs pour déceler des ondes, il faut donc régler la tension auxiliaire de manière à travailler sur le point le plus favorable de la caractéristique.

145. Grandeurs sur lesquelles réagissent les divers détecteurs ([145]). — *a*. On suppose que le détecteur n'est soumis qu'à une oscillation (par exemple, une seule décharge d'un circuit à condensateur).

Dans ce cas, l'action sur les détecteurs thermiques dépend de l'effet du courant, sur les détecteurs magnétiques elle dépend vraisemblablement de l'amplitude du courant (c'est-à-dire de l'amplitude maxima, 53 *c* et 58 *c*).

Pour les détecteurs auxquels s'appliquent les considérations émises dans 144, il faut vraisemblablement tenir compte de la différence des quantités d'électricité qui passent dans une direction et dans l'autre ; elle dépend non seulement de l'amplitude de la tension aux pôles du détecteur, mais encore de l'amortissement. Pour le cohéreur, il est nécessaire qu'il existe entre les électrodes une valeur déterminée de la tension pour qu'il puisse réagir ; mais, pour que sa résistance varie fortement, un certain effet du courant est nécessaire. Il en résulte que le cohéreur ne se comporte pas très différemment des thermo-détecteurs ; son fonctionnement est lié non seulement à l'amplitude, mais encore au décrément de l'oscillation.

b. On suppose que les oscillations se succèdent très rapidement (par exemple, oscillations non amorties ou oscillations du mode décrit dans 105).

Deux cas peuvent se présenter :

1° L'action sur le détecteur est déterminée complètement ou presque complètement par la première oscillation. Les oscillations suivantes n'apportent plus rien d'essentiel à l'action. C'est ce qui se produit, par exemple, avec le cohéreur et le détecteur magnétique de Marconi.

2° L'action des oscillations successives se totalise. C'est ce qui se produit avec les détecteurs thermiques, les détecteurs magnétiques du type Walter, jusqu'à un certain point avec les détecteurs électrolytiques du type Schlömilch, et généralement avec les détecteurs auxquels s'applique ce qui a été dit à 144.

c. Si les oscillations séparées se succèdent à grande distance [par exemple, oscillations amorties produites par une bobine d'induction à résonance (*)], il ne dépend pas seulement du détecteur, mais encore du mode de réception des télégrammes, que l'action des oscillations séparées se totalise ou non. Dans la réception téléphonique, par exemple, on

(*) *Voir* 100 *c*.

n'a à tenir compte que de l'action d'une oscillation séparée ; avec le siphon recorder (*), ou des appareils analogues, l'action des oscillations séparées se totalise.

VI. — Appareils pour la réception des télégrammes.

146. Récepteur téléphonique. — L'appareil de réception le plus simple est formé par un récepteur téléphonique et un détecteur qui revienne de lui-même à son état normal après le passage des oscillations, ou qui du moins soit immédiatement de nouveau en état de déceler une nouvelle oscillation (tous les détecteurs à l'exception du cohéreur à limaille).

a. Le mode de montage le plus simple est représenté (*fig.* 240) :

Fig. 240.

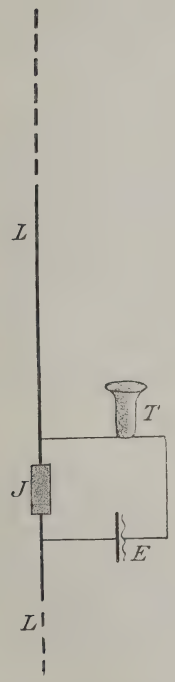
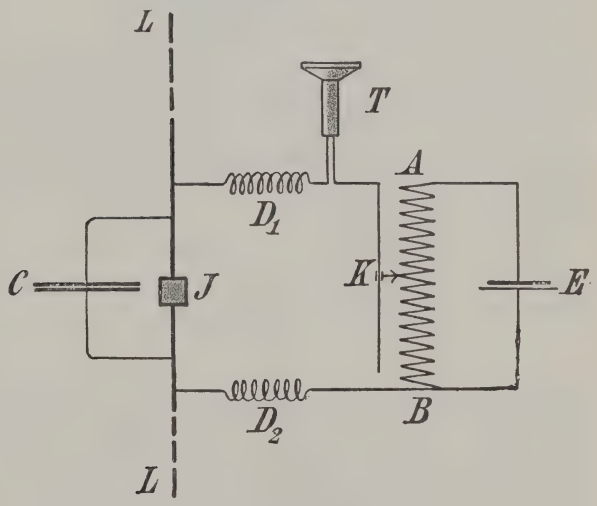


Fig. 241.



J est le détecteur d'ondes, T le téléphone, E un élément et L le conducteur dans lequel les ondes produisent des oscillations.

(*) *Voir* 147 *a*, nota.

Si l'on tient à l'oreille un téléphone ainsi monté, on entend un craquement à chaque oscillation ; ces craquements peuvent se totaliser, si les oscillations se succèdent très rapidement à la station émettrice. Si à la station émettrice on télégraphie la lettre *a* par exemple (·—), on entend un craquement très court et un craquement durant assez longtemps (ou plutôt une suite de craquements). Les télégrammes sont donc reçus au son à l'aide des mêmes signes que ceux employés dans la télégraphie ordinaire.

b. Dans la pratique, le montage doit être un peu modifié. Tous les détecteurs téléphoniques (on appelle souvent ainsi les détecteurs qui permettent l'emploi d'un téléphone pour la réception des télégrammes) exigent entre leurs pôles une tension parfaitement déterminée pour fonctionner avec sensibilité et sûreté. Pour y parvenir, on ferme un élément E (*fig.* 241), d'une force électromotrice assez élevée, sur une forte résistance AB le long de laquelle on déplace un contact glissant K (*). On peut ainsi produire entre B et K, et par suite entre les pôles du détecteur, la tension qu'on désire, à condition qu'elle soit un peu inférieure à la force électromotrice de l'élément; on peut donc obtenir la tension appropriée au détecteur.

c. Par ailleurs, il serait désavantageux que les oscillations dans le conducteur L se scindassent en deux, une partie passant dans le conducteur du téléphone TE (*fig.* 240) et l'autre partie seulement traversant le détecteur. Pour remédier à cet inconvénient, on monte immédiatement derrière les points de bifurcation deux bobines de réaction D_1 et D_2 (*fig.* 241), afin d'empêcher les oscillations de suivre le conducteur du téléphone.

En outre, il peut être avantageux, pour la clarté et la force des signes dans le téléphone, de placer en parallèle sur le détecteur un condensateur C de capacité convenable (**).

147. **Enregistrement automatique des télégrammes.** — Avec divers détecteurs (cohéreur à mercure de Lodge et Muirhead, détecteur de Schlömilch), on peut substituer au téléphone un galvanomètre comme appareil de réception. S'il est monté en série avec le détecteur et un élément, il donne une déviation qui cesse après le passage des oscillations. Il est alors possible d'obtenir un enregistrement automatique des télégrammes de diverses manières.

a. Le procédé (***) employé par O. Lodge et Muirhead avec leur

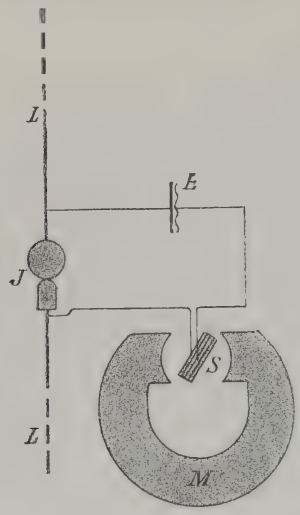
(*) Ce dispositif est généralement dénommé *potentiomètre*.

(**) La plupart du temps, ce condensateur sert dans un but spécial (*voir* 157).

(***) L'ensemble du dispositif est souvent dénommé *siphon recorder*.

cohéreur à mercure est le suivant (*fig.* 242) (*). Un style est fixé à la bobine S d'un galvanomètre à bobine tournante; il effleure une

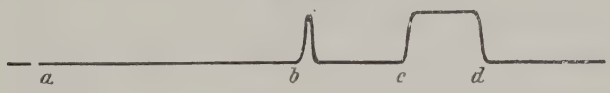
Fig. 242.



bande de papier qui se déroule comme dans le Morse. Si la bobine tourne, le style est écarté de sa position de repos dans une direction perpendiculaire à celle du déplacement du papier.

Tant que le détecteur n'est pas excité, la bobine ne bouge pas, le style trace simplement un trait (*fig.* 243, entre *a* et *b*); si le détecteur

Fig. 243.



n'est excité que pendant un temps très court, le style ne s'écarte lui-même que pendant un temps très court, et l'on a sur le papier le tracé de la figure 243 en *b*; c'est le point de l'alphabet Morse; le tracé *cd* de la figure 243 correspond au trait de l'alphabet Morse.

b. On a remplacé récemment, dans le dispositif de Lodge et Muirhead, le galvanomètre à bobine tournante par le galvanomètre à corde, beaucoup plus sensible et moins paresseux, et la réception des télégrammes se fait à l'aide de la photographie ([146]).

Le galvanomètre à corde (*fig.* 244 *a*) se compose essentiellement d'un

(*) M est l'aimant en fer à cheval du galvanomètre à bobine tournante.

fil fin (ruban ou filament de quartz rendu conducteur), qui est tendu entre les pôles d'un aimant perpendiculairement aux lignes de force, entre F et M (*fig.* 244 *a*). Si on lance un courant dans le fil, il est écarté de sa position de repos et cintré perpendiculairement à la direction des lignes de force.

Le fil se déplace devant une fente très étroite, à travers laquelle passe la lumière (*fig.* 244 *b*). Si l'on photographie l'image de la fente et du

Fig. 244 *a*.

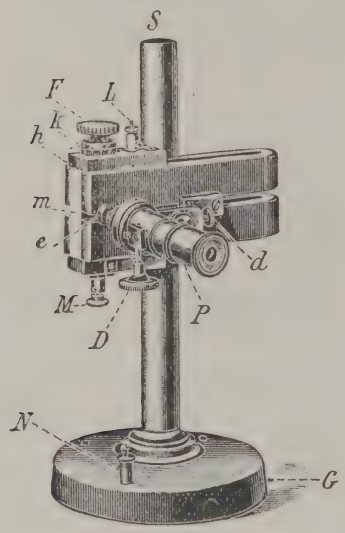
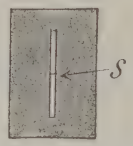


Fig. 244 *b*.



fil sur une bande sensible qui se meut perpendiculairement à la direction de la fente, on obtient, en négatif, lorsque le fil est au repos, une large bande sombre sur laquelle est tracée une fine ligne droite plus claire. Si le fil est écarté de sa position de repos, d'abord pendant un temps très court, ensuite pendant un temps plus long, on obtient une ligne claire de l'aspect de la ligne noire de la figure 243.

La figure 244 *c* représente un appareil enregistreur complet (Compagnie de T. S. F.). A gauche en haut se trouve une petite lampe à incandescence (on voit la fiche de contact avec le câble), ensuite vers la droite le galvanomètre à corde, puis plus à droite l'objectif microphotographique avec la chambre noire. La bande sensible sort de l'appareil en bas à gauche, après avoir passé dans les bains de développement et de fixage.

c. On peut aussi employer, à la place d'un galvanomètre, un relais qui ouvre ou ferme le circuit de courant d'un appareil Morse (style à encre) (*fig.* 245).

La construction d'un relais polarisé, qui est l'appareil dont on se sert généralement, se comprend immédiatement, d'après les schémas de la

Fig. 244 *c*.

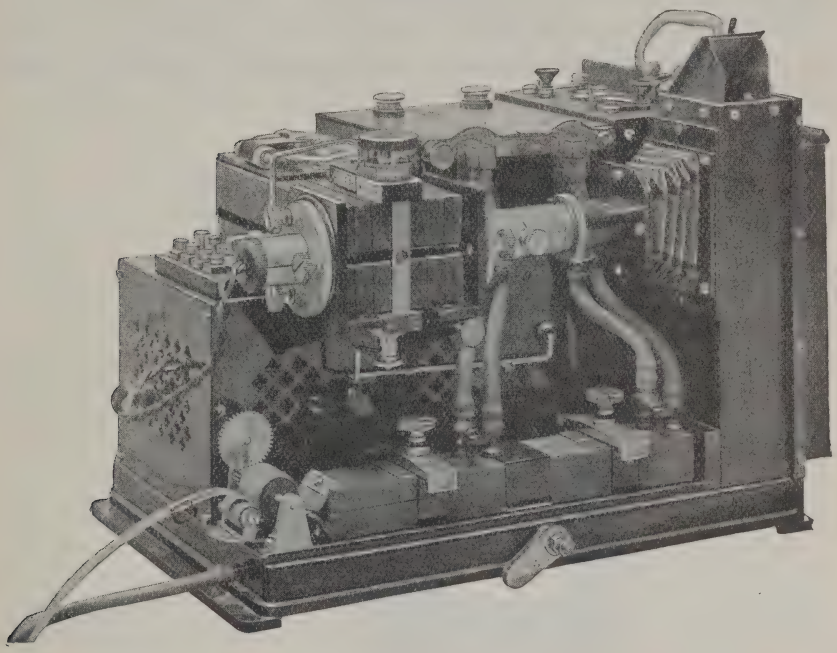
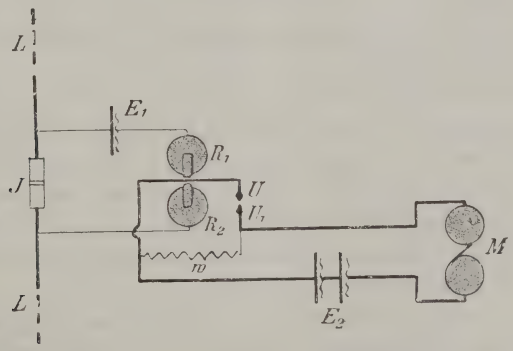


figure 246 (*a* plan, *b* élévation). M est un aimant d'acier, dont un pôle est en A et l'autre en B; à ce dernier sont fixés les noyaux de fer B_1, B_2

Fig. 245.

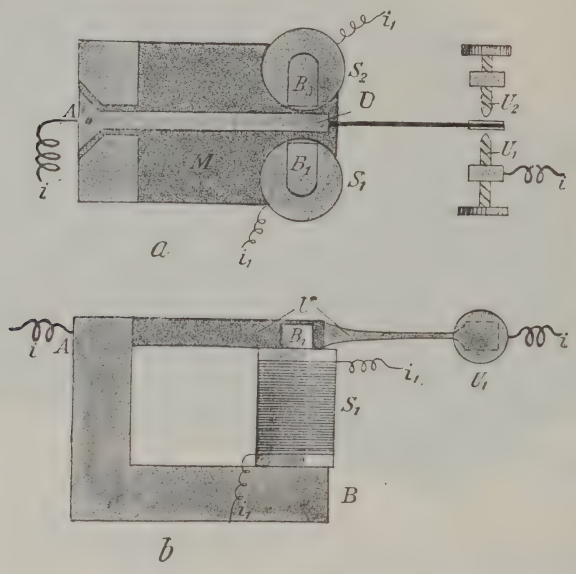


des bobines S_1, S_2, qui sont montées dans le circuit i_1 du détecteur d'ondes et d'un élément. U est une armature mobile (languette relais), qui

ferme ou ouvre le contact U_1 et par suite le circuit i dans lequel, en outre de l'appareil Morse, se trouvent un ou plusieurs éléments.

La sensibilité de ce relais est assez considérable. La Compagnie de T. S. F. ([147]) déclare que l'appareil qu'elle construit fonctionne avec certitude sous 1,4 volt et une résistance intercalée de 100 000 ohms. Une telle sensibilité ne peut être atteinte que si les appareils de réglage,

Fig. 246.



qui permettent de régler la distance B_1B_2 et le contact U_1U, sont particulièrement fins et sensibles. Il est nécessaire pour cela que l'armature U soit parfaitement équilibrée, en particulier à bord afin de ne pas être influencée par les mouvements du navire.

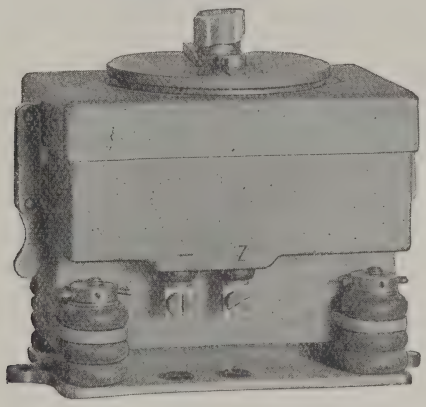
La Compagnie de T. S. F. a proposé dans ces derniers temps un réglage magnétique de son relais ([147]) : le champ magnétique à l'intérieur peut être modifié par la rotation d'un morceau de fer doux placé sur la boîte du relais; on obtient ainsi un mode de réglage supplémentaire. On peut alors fermer parfaitement la boîte du relais, et la vis de réglage peut être placée une fois pour toutes. La figure 247 donne une vue extérieure de ce relais.

Il peut paraître bizarre, à première vue, qu'on n'ait pas simplement monté l'appareil Morse dans le circuit du détecteur, au lieu d'y placer le relais. Mais, d'une part, avec tous les détecteurs, la tension qui existe entre les deux pôles à l'état de non-excitation ne peut pas dépasser une

certaine valeur (au plus 2 volts, souvent beaucoup moins); d'autre part, la plupart des détecteurs à l'état d'excitation ne peuvent pas être traversés par un courant quelque peu important (souvent inférieur à $\frac{1}{1000}$ d'ampère), si l'on veut qu'ils puissent continuer à fonctionner. Avec une tension aussi faible et un courant si peu intense, on peut bien actionner un relais sensible, mais non pas un appareil Morse.

On monte, dans le conducteur qui contient le galvanomètre ou le

Fig. 247.



relais, des bobines de réaction de la même manière et pour la même raison que dans le cas de la réception téléphonique des télégrammes.

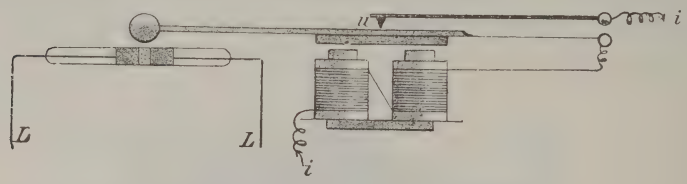
148. Appareil de réception pour cohéreur à limaille métallique. — L'appareil de réception, représenté schématiquement par la figure 245, est employé pour les détecteurs qui sont aptes, après le passage d'une oscillation, à en recevoir une nouvelle; mais il ne conviendrait pas aux cohéreurs à limaille métallique. Si, en effet, on montait un de ces derniers cohéreurs dans l'appareil déjà décrit, le cohéreur serait rendu conducteur par la première oscillation, et il le resterait indéfiniment. Par conséquent, le relais fermerait constamment le circuit de l'appareil Morse et le style tracerait une ligne continue.

a. Il faut donc nécessairement un appareil qui soit capable de décohérer le cohéreur après le passage d'une oscillation. Cet appareil est appelé *frappeur;* le dispositif est analogue à celui des sonnettes électriques et est représenté schématiquement par la figure 248 : le frappeur heurte le cohéreur et le décohère.

L'intensité du choc du frappeur sur le cohéreur a une très grande importance; pour beaucoup de cohéreurs le choc doit être doux, léger; avec d'autres le frappeur doit donner un choc violent.

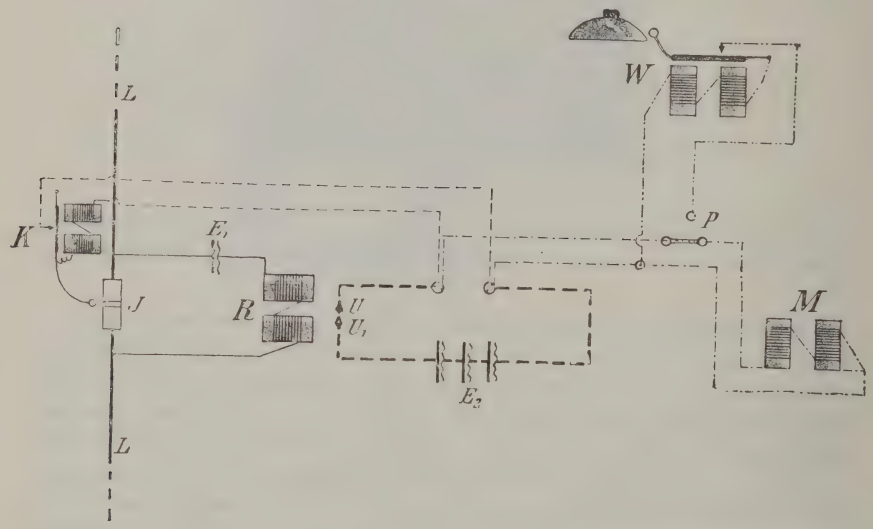
Dans le montage de la figure 249, le courant passe dans le cohéreur au moment même où il va être heurté par le frappeur; dès que le choc du frappeur se produit, le courant est interrompu et le cohéreur reprend

Fig. 248.



son état de discontinuité. Malgré toutes les mesures de précaution (150), il se produit de petites étincelles qui attaquent la limaille du

Fig. 249.



cohéreur, et de ce fait le décohérage peut devenir difficile; la durée de service du cohéreur en est de plus considérablement diminuée. Pour remédier à cet inconvénient, la Compagnie de T.S.F. a légèrement modifié le dispositif; le frappeur ouvre le circuit du cohéreur avant de heurter ce dernier; le choc se produit ainsi à un moment où il ne passe aucun courant dans le cohéreur.

b. Le frappeur K (*fig.* 249) est généralement monté en parallèle avec le Morse M; dès que le cohéreur est devenu conducteur et que le relais a fermé le circuit du Morse, le frappeur entre en action. Il peut

en résulter une certaine difficulté lorsqu'il s'agit de télégraphier un trait de l'alphabet Morse. En effet, le cohéreur est rendu conducteur par la première onde, le relais et le Morse entrent en action, mais il en est de même du frappeur ; dès que ce dernier a heurté le cohéreur, celui-ci est décohéré, et la languette du relais ouvre le circuit du Morse ; le style abandonne la bande de papier contre laquelle il avait été appliqué. A l'onde suivante, le cohéreur redevient conducteur et le jeu se répète. Il en résulte donc que le Morse trace une série de points, au lieu d'un trait continu, et cela peut donner lieu à une mauvaise interprétation.

Dans beaucoup d'appareils, on remédie à cet inconvénient de la manière suivante : la languette du relais et le levier du Morse ne suivent pas les rapides interruptions de courant dues au frappeur, en partie à cause de leur moment d'inertie, en partie à cause de l'hystérésis magnétique dans les bobines. Si cet inconvénient subsiste, on peut encore y remédier d'une manière simple. On monte en parallèle avec l'interrupteur UU_1 du relais une très forte résistance (*w*, *fig.* 245), de manière que l'action du relais soit seulement de diminuer et de renforcer le courant dans les bobines du Morse et non pas de l'interrompre complètement. Il subsiste donc ainsi un certain champ magnétique dans les noyaux de fer, qui renforce l'action suscitée par l'hystérésis, et le levier reste appuyé sur les bobines pendant une série d'ondes se succédant rapidement ; le style reste alors appuyé contre la bande de papier, et l'on obtient un trait continu.

149. L'appel. — Une sonnerie électrique, appelée *réveilleur*, est adjointe à tous les appareils de réception qui emploient un relais ; elle sert à appeler les télégraphistes de la station réceptrice à l'appareil (W, *fig.* 249) (*).

Il faut appeler l'attention de la station réceptrice quand un télégramme doit être passé ; cela est même indispensable si le télégramme comporte une réponse, ou si l'ordre transmis comporte une exécution dont on doive rendre compte (Armée, Marine). Pour la réception du télégramme, cela n'est pas absolument nécessaire ; il existe en effet des enregistreurs, qui déroulent automatiquement leur bande dès que le télégramme arrive, et l'arrêtent quand on ne télégraphie plus (**).

150. Protection des détecteurs d'ondes contre l'action des appareils

(*) P est un commutateur qui peut être mis, soit sur la sonnerie, soit sur le Morse.

(**) L'emploi de ces enregistreurs est scabreux en T. S. F., car la bande peut se dérouler sous l'influence des perturbations atmosphériques.

auxiliaires. — Les appareils auxiliaires entraînent une complication. Avec le montage de la figure 249, il se produit en trois endroits une interruption d'un circuit contenant des bobines à noyau de fer et présentant par conséquent un coefficient de self-induction assez élevé. On aura donc aux points d'interruption des tensions assez fortes et des étincelles. Il peut en résulter des ondes électromagnétiques excitant le détecteur. De plus, l'interruption de courants assez forts peut induire dans le circuit du détecteur une force électromotrice qui détériorera le détecteur. On diminuera et même on fera disparaître cet inconvénient, en mettant en parallèle, sur les points d'interruption et sur les bobines à noyau de fer, des résistances sans self-induction, d'une grandeur suffisante, ou encore des éléments de polarisation (par exemple, deux fils de platine comme électrodes dans de l'acide sulfurique dilué).

Si les éléments de polarisation sont choisis de telle façon que la FEM de polarisation soit aussi grande que la FEM des éléments du circuit, ils représentent une résistance presque infinie et ils ne sont traversés à l'état de repos par aucun courant appréciable. Ces éléments de polarisation ne représentent, par contre, qu'une très faible résistance pour la FEM plus élevée, qui est induite par l'interruption du courant; c'est en cela que réside leur principal avantage sur les résistances à fil.

Pour que ces dernières soient efficaces, il ne faut pas, en effet, qu'elles soient trop fortes; mais alors il est inévitable que, à l'état de repos, le courant soit d'autant plus grand que la résistance sera plus faible, et il s'ensuivra un affaiblissement d'autant plus sensible des éléments. Il faut opposer à cet avantage des éléments de polarisation certains inconvénients pratiques; c'est pourquoi, dans la pratique, on semble donner actuellement la préférence aux résistances à fil.

On emploie également des condensateurs, associés parfois à des bobines de réaction et à des résistances sans induction.

151. **Comparaison des diverses sortes de détecteurs.** — *a.* Les points importants qui doivent intervenir dans l'appréciation des qualités pratiques d'un détecteur d'ondes sont les suivants :

1° La sensibilité;
2° La sûreté de fonctionnement;
3° La vitesse de manipulation admissible;
4° La simplicité des appareils nécessaires;
5° La possibilité de monter un appel;
6° L'inscription automatique des télégrammes;
7° L'aptitude à la télégraphie syntonisée.

b. Relativement à la sensibilité, il est très important pour les usages

pratiques de savoir si, avec le détecteur d'ondes considéré, les actions des oscillations successives se totalisent ou non (145). Les détecteurs qui totalisent les actions (thermo-détecteurs, par exemple) sont les seuls qui soient appropriés aux oscillations non amorties ; pour les oscillations amorties, c'est seulement avec ces détecteurs qu'il est avantageux d'accroître le nombre de décharges.

c. Une grande sensibilité n'est avantageuse, dans la pratique, que si elle est associée à une sûreté de fonctionnement suffisante. On ne peut rien dire de très général sur la sûreté de fonctionnement des diverses sortes de détecteurs, car elle dépend non seulement de la nature du détecteur, mais surtout du soin avec lequel l'échantillon qu'on utilise a été placé. A ce point de vue, les cohéreurs à charbon ou à graphite sont toujours désavantageux; ils sont peu sûrs, bien que leur sensibilité puisse être très grande.

Il est toujours possible de trouver, dans les cohéreurs à limaille métallique, un échantillon qui satisfasse aux nécessités de sensibilité et de sûreté de fonctionnement; mais on y parvient avec plus de difficulté que pour beaucoup d'autres détecteurs d'ondes (*). Toutes choses égales d'ailleurs, avec un cohéreur la sûreté est d'autant plus compromise que la sensibilité est plus accrue, tandis qu'avec les détecteurs électrolytiques une telle dépendance ne semble pas exister. Si l'on ne veut pas compromettre la sûreté de fonctionnement, on ne peut pas, à beaucoup près, atteindre avec le cohéreur une sensibilité comparable à celle de beaucoup d'autres détecteurs. Quand il s'agit d'atteindre les plus grandes distances possibles (expériences de record), on n'emploie jamais le cohéreur à limaille. Lorsqu'on a obtenu une certaine portée avec un détecteur électrolytique ou un détecteur analogue, il ne s'ensuit pas qu'on puisse atteindre la même portée avec un cohéreur à limaille.

d. En ce qui concerne les points 3, 4, 5 et 6 mentionnés en *a*, les relations sont des plus sommaires si l'on compare d'une part un cohéreur à limaille, qui ne peut être employé qu'en liaison avec un relais et un frappeur, et d'autre part un détecteur auto-décohéreur, qui, comme on l'admet, n'est utilisable que pour la réception téléphonique des télégrammes.

1° La vitesse de manipulation admissible est beaucoup plus grande avec les récepteurs téléphoniques qu'avec les cohéreurs. La raison en

(*) Il ne faut pas confondre les cohéreurs techniques à limaille avec ceux qui autrefois ont été souvent employés dans un but de démonstration et qui se composaient d'un tube de verre, de deux fils quelconques comme électrodes et d'un remplissage métallique ou de petites vis métalliques, d'une forme quelconque et d'un métal quelconque.

est surtout qu'avec ces derniers toute une série d'appareils mécaniques doit être mise en mouvement et, en plus, que ces appareils ne doivent entrer en action que successivement. Les détecteurs d'ondes pour réception téléphonique se décohèrent extrêmement rapidement, et l'unique masse, qui doive être mise en mouvement, est la membrane extrêmement sensible du téléphone.

2° En ce qui concerne la simplicité et le bon marché des appareils, les détecteurs téléphoniques sont très supérieurs aux cohéreurs à limaille. Il suffit de comparer (*) les figures 241 et 249 pour s'en rendre compte. En fait, la complication introduite par les appareils auxiliaires est encore plus grande que ne le montre la comparaison pure et simple de ces deux figures. Pour une station fixe, il n'est pas suffisant de régler le relais une fois pour toutes; il est nécessaire, la plupart du temps, de parfaire le réglage de temps à autre, ce qui exige des télégraphistes d'une certaine expérience et d'une certaine habileté. Dans les stations mobiles de l'Armée, qui sont exposées à de fortes secousses pendant le transport, un relais est presque inutilisable.

3° D'un autre côté, les appareils auxiliaires des cohéreurs à limaille métallique ont leurs avantages. Le cohéreur à limaille avec ses appareils auxiliaires rend beaucoup plus de services qu'un détecteur téléphonique; il permet l'appel à la station et l'enregistrement automatique des télégrammes. On attache une grande importance à l'inscription automatique des télégrammes, partout où il faut reproduire avec une exactitude absolue les télégrammes (télégrammes chiffrés, Armée et Marine), et toutes les fois également qu'il est nécessaire d'avoir en main un document.

Quand l'inscription automatique des télégrammes est possible, l'appel, tout au moins pour la réception du télégramme, n'est pas nécessaire. Mais, si les télégrammes doivent être écoutés au téléphone, trois cas sont à considérer. Dans le premier, il y a à chaque station un télégraphiste ayant constamment le téléphone à l'oreille; dans le deuxième cas, on dote les stations, en plus des appareils de réception téléphonique, d'un cohéreur et des appareils auxiliaires indispensables.

Dans ces deux cas, on perd naturellement les avantages de la simplicité et de la modicité de prix; dans le premier cas parce qu'un personnel nombreux est nécessaire, dans le deuxième cas parce qu'il faut beaucoup d'appareils. Il faut remarquer qu'on possède dans le

---

(*) Dans la figure 249, les bobines de réaction (147 *c*) ne sont pas représentées; il en est de même des dispositifs de protection contre les perturbations causées par les appareils auxiliaires (150).

deuxième cas une grande sûreté de fonctionnement, par la possibilité d'une double réception (*).

Le troisième cas qu'on ait à considérer est le suivant : on admet qu'on ne télégraphiera qu'à des heures fixées à l'avance, de manière que pendant ces heures-là seulement le personnel soit tenu de rester à l'appareil. Cette manière de procéder, qui est celle de la station Marconi du Poldhu avec les paquebots transatlantiques, ne peut pas être considérée comme susceptible d'une application générale.

e. Le parallèle établi en *d* peut, à première vue, paraître erroné. On peut penser que l'hypothèse, d'après laquelle la réception téléphonique et l'emploi d'un relais avec le même détecteur s'excluent l'un l'autre, n'est pas exacte et que, au contraire, le détecteur autodécohéreur est aussi propre à la réception téléphonique qu'à la réception avec relais; les avantages des deux dispositifs pourraient alors se combiner.

Ce n'est cependant pas le cas. En principe, les détecteurs d'ondes autodécohéreurs ont la propriété d'être impropres à l'emploi d'un relais (cohéreur à charbon ou graphite), ou d'y être peu appropriés (détecteurs électrolytiques). Jusqu'à ces derniers temps, on était forcé de choisir et de prendre, soit un détecteur non autodécohéreur avec lequel l'emploi d'un relais était possible et nécessaire, soit un détecteur autodécohéreur qui n'avait pas besoin d'un relais (**), mais qui ne pouvait ni produire un appel ni enregistrer automatiquement les télégrammes.

En ce qui concerne l'inscription automatique des télégrammes, le cohéreur à mercure de Lodge et Muirhead était déjà une exception. Il est autodécohéreur, donc propre à la réception téléphonique, et il peut, grâce au siphon recorder, enregistrer automatiquement les télégrammes. Le détecteur au perxoyde de plomb de Brown est venu dernièrement s'ajouter aux détecteurs qui sont propres aussi bien à la réception téléphonique qu'à l'emploi du siphon recorder ([118]). La question a complètement changé d'aspect par l'emploi du galvanomètre à corde et l'inscription photographique des télégrammes; un grand nombre de détecteurs téléphoniques (les thermo-détecteurs, par exemple), qui ne sont pas utilisables avec un relais, peuvent être employés de cette façon.

En ce qui concerne l'appel, les relations semblent se modifier.

(*) C'est cette solution qui a été adoptée par la Compagnie de T. S. F. et la Société Marconi. Ces deux firmes ont doté, ou dotèrent au moins autrefois, leurs stations commerciales d'un cohéreur à limaille avec son relais et d'un détecteur pour réception téléphonique.

(**) Marconi ([150]) a également prononcé cette nécessité.

Fessenden ([149]) prétend avoir trouvé un téléphone-relais utilisable; chaque signe qui peut être perçu au son est également capable d'actionner une clochette par l'intermédiaire d'un relais. La Compagnie de T. S. F. a construit un appareil très simple, qui permet l'appel avec des thermo-détecteurs. Si ce dispositif justifie sa réputation, le cohéreur, dont l'emploi a beaucoup diminué dans ces dernières années, est appelé à disparaître complètement de la pratique.

f. Une confirmation des règles de *d* était donnée jusqu'à ces derniers temps par le détecteur magnétique de Marconi. Ce détecteur, qui satisfaisait supérieurement aux exigences de sensibilité, de sûreté de fonctionnement et de vitesse de manipulation, présentait le grave inconvénient que les télégrammes pouvaient seulement être entendus au téléphone et ne pouvaient pas être enregistrés automatiquement. Il faut considérer comme un progrès considérable que Marconi ait pu combler cette lacune tout dernièrement (*). La vitesse de manipulation a pu être aussi considérablement accrue. Avec un manipulateur ordinaire, on peut transmettre 24 mots à la minute à une distance de 250^{km}, tandis qu'avec le manipulateur automatique de Marconi, on a obtenu le nombre à peine croyable de 100 mots à la minute ([150]).

g. Le détecteur magnétique de Marconi présente également un avantage considérable pour la télégraphie syntonisée ([150]).

Cet avantage est de toute évidence, si l'on considère le cohéreur à limaille métallique qui ne possède pas la même propriété. Tant que le cohéreur à limaille n'est pas excité, sa résistance est pratiquement infinie, aucun courant ne peut le traverser, le cohéreur représente un petit condensateur. A l'état d'excitation, il représente une résistance assez grande. On peut admettre que le cohéreur n'acquiert pas immédiatement cette résistance sous l'action de la première période de l'onde, mais qu'il l'acquiert graduellement au cours du processus de l'oscillation. Dans l'espace de temps qui s'écoule entre l'instant où l'oscillation arrive et le moment où la résistance du cohéreur est minima, c'est-à-dire précisément dans l'espace de temps pendant lequel l'oscillation exerce son action sur le cohéreur, ce dernier représente une résistance variable et une capacité variable. A cela s'ajoute le second inconvénient que la résistance du cohéreur à limaille métallique, même à l'état d'excitation, est relativement élevée.

Les relations pour le détecteur magnétique de Marconi sont complètement différentes. S'il est, c'est-à-dire si sa bobine (S_1, *fig.* 224 ou

(*) En supposant d'ailleurs que cette forme spéciale de détecteur magnétique, qui est propre à l'enregistrement automatique des télégrammes, satisfasse à toutes les autres exigences.

225) est montée dans un circuit, cette bobine représente une résistance parfaitement déterminée et un coefficient de self-induction pour le moins à peu près constant. De plus, la résistance de la bobine peut être prise très petite (*).

Sur ces deux points il présente donc, comme on le verra plus loin, un avantage considérable pour la télégraphie syntonisée. Toutefois, il ne faut pas trop exagérer l'importance pratique de l'inconvénient que le cohéreur (et aussi du reste la plupart des autres détecteurs à l'exception des thermodétecteurs) présente à ce point de vue. En tous cas, il ne m'est jamais revenu que Marconi ait obtenu un accord plus aigu que celui qu'il avait obtenu effectivement avec le cohéreur.

(*) D'autre part, il faut considérer la quantité d'énergie cédée au noyau de fer de la bobine et à la bobine secondaire S_2; elle agit pour l'accord comme si la résistance de la bobine était augmentée, et, dans certaines conditions, elle peut correspondre à une très grande augmentation de résistance.

CHAPITRE XI.

LE RÉCEPTEUR.

152. Le conducteur aérien de la station réceptrice. — Les ondes électromagnétiques, qui sont envoyées par l'émetteur, ont pour effet de produire, au point où se trouve le récepteur, un champ électromagnétique alternatif ayant dans certaines circonstances une composante de champ tournant. Si on introduit dans ce champ un conducteur, des oscillations y prendront naissance.

Dans ce but, on emploie comme conducteur l'antenne qui se trouve à chaque station, car, comme dans la télégraphie ordinaire, la station comprend toujours un poste émetteur et un poste récepteur (*). A l'aide d'un commutateur (**), on peut relier le conducteur aérien soit aux appareils de réception, soit aux appareils d'émission.

a. La meilleure direction à donner au conducteur aérien est celle dans laquelle le champ électrique de l'onde de l'émetteur présente sa plus grande amplitude. Cette direction dépend du sol sur lequel se trouve la station réceptrice. Dans un des cas limites (eau de mer), dans lequel, d'après 120, le champ des ondes de l'émetteur est un champ alternatif vertical, la meilleure position pour l'antenne est la position verticale. Dans l'autre cas limite, lorsque la station réceptrice se trouve sur un sol sec, la direction, dans laquelle l'amplitude du champ électrique est maxima, est, d'après 121, très inclinée sur la verticale. Une position de l'antenne comme celle de la figure 250 (la direction de propagation de l'onde est indiquée par la flèche) est donc plus avantageuse que la position verticale et beaucoup plus que celle de la figure 251 (***).

(*) Les stations militaires peuvent faire exception.

(**) Dans certains cas, la commande est reliée au manipulateur.

(***) En supposant les constantes admises pour la figure 200, la position verticale de l'antenne entraînerait une diminution de l'amplitude de 18 pour 100 et la position de la figure 251 une diminution de 66 pour 100 sur la position d'antenne donnée figure 250.

b. Il est difficile de formuler des considérations générales sur l'action d'une forme déterminée d'antenne. Lorsque l'antenne se trouvera dans le champ des ondes émises par l'émetteur, une certaine tension et par suite un courant prendront naissance; une certaine énergie sera donc

Fig. 250.

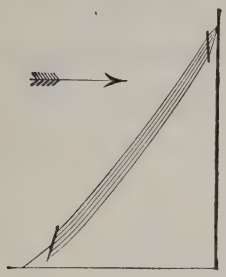
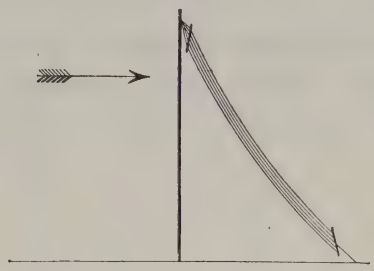


Fig. 251.



cédée à l'antenne. Toutes choses égales d'ailleurs, de deux antennes de formes différentes, celle qui reçoit le plus d'énergie est celle qui, travaillant comme antenne d'émission avec la même amplitude de courant, rayonne le plus d'énergie. Donc, les formes d'antennes qui rayonnent fortement sont également les meilleures dans cette application.

D'un autre côté, une partie seulement de l'énergie reçue par l'antenne est employée à l'excitation du détecteur (*), une partie étant rayonnée à nouveau par l'antenne. Cette partie rayonnée est plus grande pour une antenne à fort rayonnement que pour une antenne à faible rayonnement. En fait, cet inconvénient de l'antenne à fort rayonnement compense en partie, ou même tout à fait, l'avantage cité plus haut.

Il est particulièrement avantageux pour la réception d'employer de grandes longueurs d'ondes, et par suite d'avoir recours à tous les moyens judicieux qui augmentent la longueur d'onde de l'antenne (R. Rüdenberg) ([151]). Mais, d'un autre côté, toute antenne doit être également employée comme antenne d'émission, et les grandes longueurs d'ondes présentent, pour le rayonnement d'énergie, un inconvénient (**) du même ordre que l'avantage qu'elles présentent pour la réception d'énergie.

c. Comme antenne de réception d'une espèce particulière, il faut

---

(*) Une partie, en outre, est dépensée sous forme de chaleur Joule (dans les fils et les courants telluriques).

(**) Du moins pour un sol très bon conducteur (27 *c*). *Voir* également 121 *e*: les grandes longueurs d'ondes facilitent en outre l'emploi de plus fortes masses d'énergie dans l'émetteur.

mentionner l'emploi d'arbres fait avec succès (*) par O. Squier ([152]); il plantait un clou dans un arbre, à quelques mètres au-dessus du sol, et montait l'appareil de réception entre ce clou et la terre.

I. — Le récepteur primitif de Marconi.

153. Le premier dispositif. — *a.* Le dispositif simple, qui fut employé par Marconi dans ses premières expériences, est celui de la

Fig. 252.

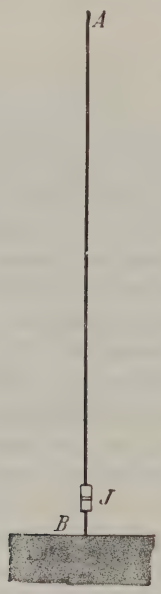


figure 252. C'est exactement la copie de l'émetteur primitif de la figure 141 : l'éclateur est remplacé par un détecteur d'ondes, qui dans l'appareil récepteur primitif de Marconi était un cohéreur à limaille métallique.

b. Le principal défaut de ce dispositif se voit de suite, si on le compare à une antenne ne contenant aucun cohéreur et accordée sur les oscillations de l'émetteur; dans ce dernier cas, les oscillations produites par la première onde de l'émetteur sont de très faible amplitude ; mais l'amplitude est renforcée par les ondes suivantes et acquiert une valeur de plus en plus élevée (*voir* 61 *c*).

(*) Jusqu'à une distance d'environ 50^{km}.

Avec le premier dispositif de Marconi, tant que le cohéreur était dans l'antenne, il était impossible de communiquer, le cohéreur présentant à l'état de non-excitation une résistance presque infinie et une résistance encore très grande lorsqu'il était excité. Les oscillations propres étaient de ce fait tellement amorties, qu'elles n'avaient, somme toute, aucune action et qu'il ne pouvait se produire aucune augmentation notable de l'amplitude.

154. Le transformateur Marconi. — Marconi a presque de suite modifié son dispositif, en enlevant le cohéreur du conducteur aérien.

Fig. 253.

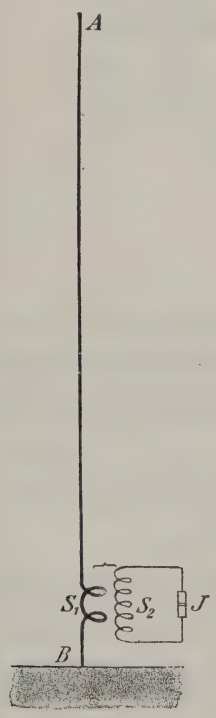
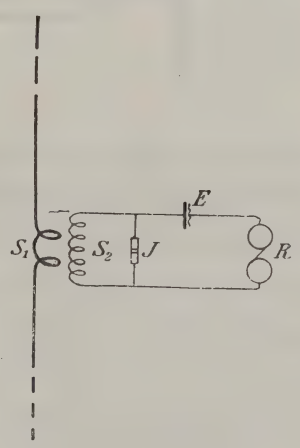


Fig. 254.



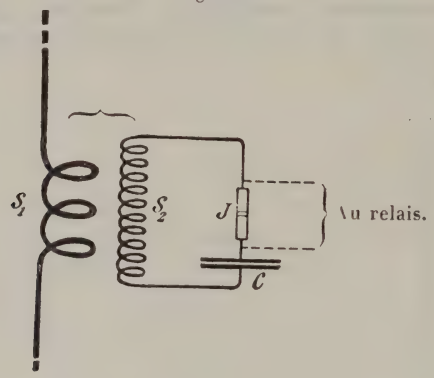
Pour cela, il a adapté à l'antenne un enroulement S_1, agissant par induction sur un enroulement S_2 d'un beaucoup plus grand nombre de spires, et a fermé les extrémités de ce dernier enroulement par le cohéreur (*fig.* 253) (*). Le transformateur (S_1S_2) formé par ces deux enroulements est appelé *jigger*.

(*) Comparer avec ce qui est dit plus loin, à la fin de *c*.

a. Les oscillations propres du conducteur aérien peuvent alors agir avec ce dispositif : l'oscillation excitée dans l'antenne par la première période est constamment renforcée pendant les périodes suivantes, et il s'accumule de plus en plus d'énergie dans l'antenne.

Il faut ajouter à cela une autre considération. Tant que le cohéreur se trouve dans le conducteur aérien, les antennes multiples ne présentent aucun avantage sur les antennes simples; la tension

Fig. 255.



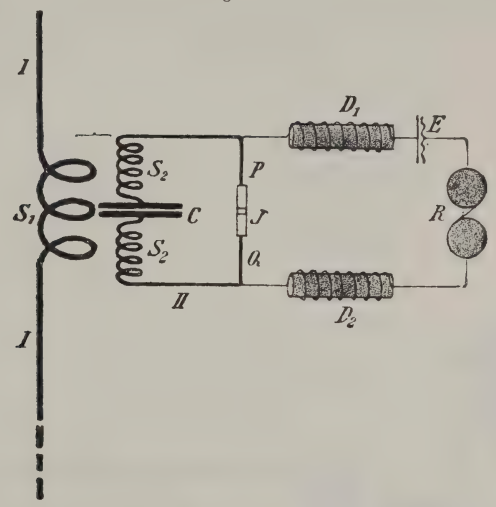
entre les pôles du cohéreur n'est pas augmentée par la substitution de plusieurs fils aériens à un seul, et l'augmentation de l'amplitude du courant qui en résulte ne présente que peu d'avantages pour le cohéreur. Avec le transformateur Marconi, au contraire, on peut utiliser convenablement la plus forte amplitude du courant que procure l'antenne multiple : on peut maintenant l'employer à produire par transformation une amplitude de tension entre les pôles du cohéreur, beaucoup plus élevée que celle qui a été reçue dans l'antenne.

Ces avantages ne sont obtenus, il est vrai, que si le conducteur aérien est accordé sur les oscillations de l'émetteur et que si le système secondaire (S_2 + cohéreur) est accordé sur le conducteur aérien (*). Au moment où ce dispositif a été imaginé, on ne s'était pas encore rendu compte que ces conditions devaient être remplies; mais Marconi a de suite reconnu et a toujours souligné que ce système ne travaillait bien que si elles l'étaient. On satisfait à ces conditions en déterminant pour chaque station la forme de transformateur appropriée, c'est-à-dire en fait en réglant surtout soigneusement la fréquence des systèmes primaire et secondaire et éventuellement aussi le degré de couplage.

(*) Cela n'est pas exact pour ce dernier, si le couplage est très serré.

c. Le dispositif qui vient d'être décrit n'est pas à employer, dans la pratique, sous la forme donnée par la figure 253. Si l'on prenait le montage de la figure 254, le circuit du relais serait fermé, même quand le cohéreur ne serait pas conducteur, par la bobine S_2. Il faut remédier à cet inconvénient par le montage d'un condensateur d'arrêt (*fig.* 255 ou

Fig. 256.



256); il est sans influence sensible sur les oscillations, lorsque sa capacité est suffisamment grande (6 *b* et 32 *c*).

II. — Récepteur pour télégraphie syntonisée avec oscillations amorties.

155. Divers dispositifs employés dans la pratique. — Le but de la télégraphie syntonisée est d'arriver à ce que le récepteur ne réagisse que sur les ondes d'une fréquence (longueur d'onde) parfaitement déterminée, les ondes d'une fréquence différente ne réagissant pas sur lui, ou du moins très peu. On y parvient, en principe, en couplant avec le conducteur aérien, considéré comme système primaire, un système secondaire faiblement amorti (*).

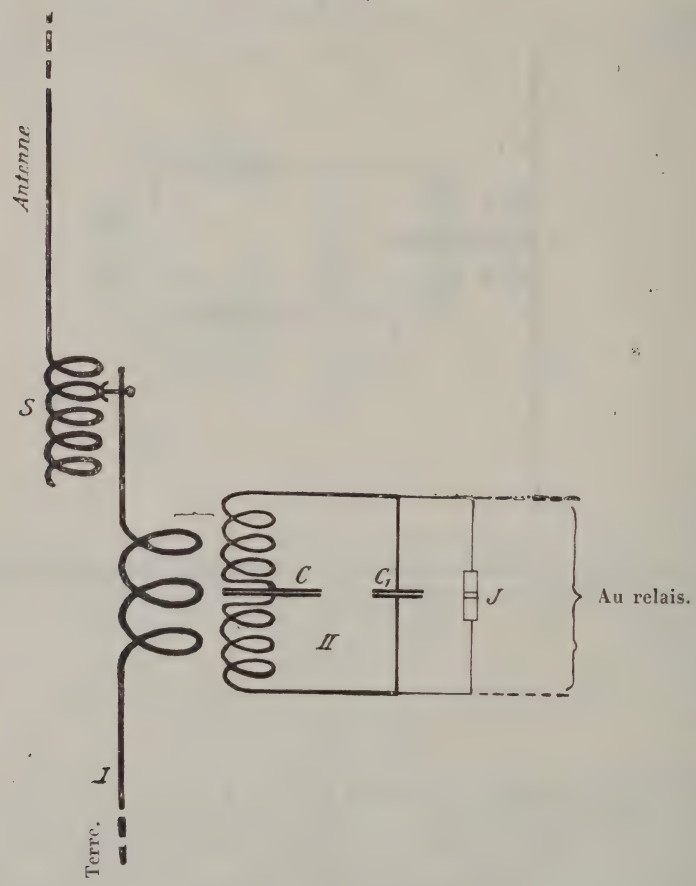
Parmi les différents dispositifs qui sont ou qui ont été employés

(*) On peut déjà y arriver jusqu'à un certain point avec le dispositif des figures 253 ou 254, en relâchant le couplage entre S, et S_2 (159 *b*) ; ce montage a été employé pratiquement par Marconi pour la télégraphie syntonisée.

et qui ne diffèrent que très peu les uns des autres, on peut mentionner les suivants :

a. Le système secondaire est un circuit à condensateur ; le couplage avec le conducteur aérien est purement par induction.

Fig. 257.



Ce montage a été employé par Marconi, et c'est avec lui qu'il a démontré, pour la première fois, la possibilité de la télégraphie syntonisée (*).

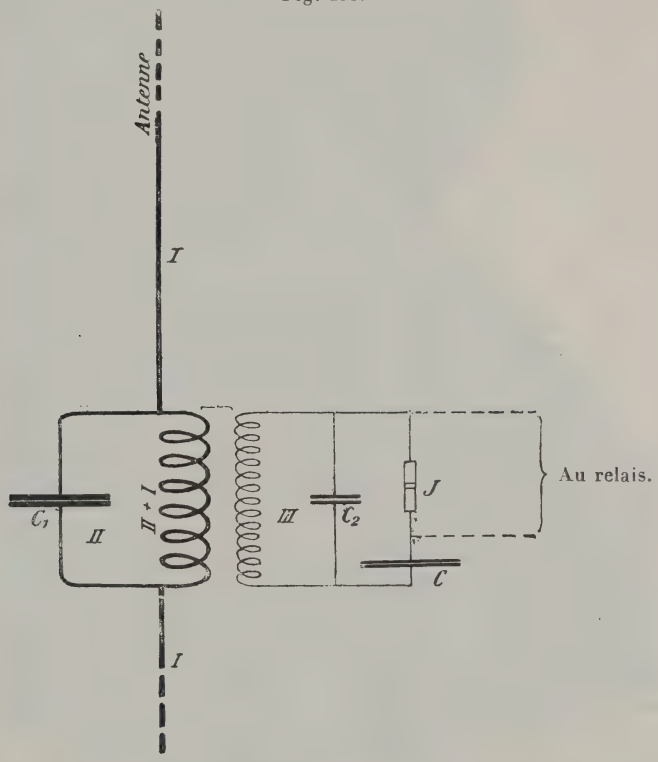
(*) Le premier dispositif qui ait été proposé pour la télégraphie syntonisée est celui de O. Lodge (brevet anglais 11575 de 1897, notifié le 10 mai 1897).

Lodge a clairement exposé les conditions auxquelles doit satisfaire un dispositif pour la télégraphie syntonisée; mais il n'a pas obtenu de résultats pratiques, avant que Marconi n'ait réussi ses premières expériences sur la télégraphie syntonisée.

Il est représenté schématiquement par la figure 257. Le condensateur C sert de condensateur d'arrêt; sa capacité est beaucoup plus grande que celle du condensateur C_1, aux armatures duquel est monté le cohéreur; c'est ce dernier condensateur qui détermine (éventuellement en même temps le cohéreur monté en dérivation) la fréquence du circuit à condensateur.

b. Le système secondaire est un circuit à condensateur; le couplage

Fig. 258.



entre le conducteur aérien et le circuit à condensateur est un couplage direct.

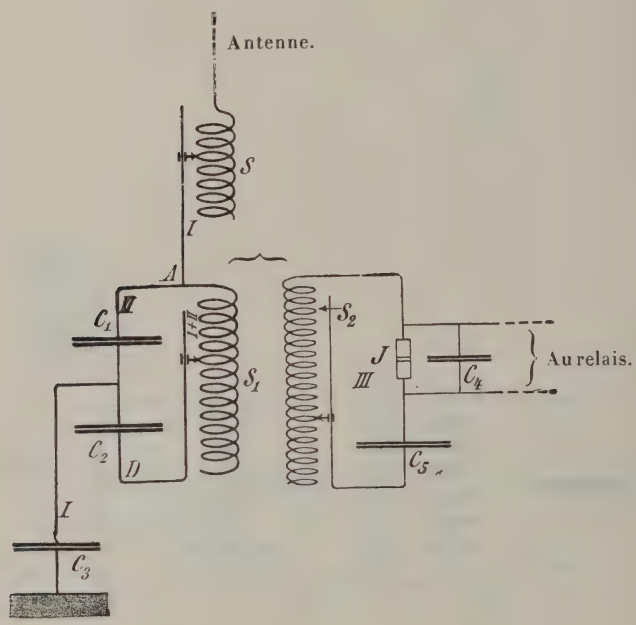
Ce montage est ou a été employé par Lodge et Muirhead ([153]) et par la Compagnie de T. S. F., lorsqu'on veut obtenir un accord particulièrement aigu, soit avec l'élément Schlömilch, soit avec le cohéreur à limaille.

Dans ce but, la Compagnie de T. S. F. a employé un des dispositifs de F. Braun, dans lequel le cohéreur n'est pas monté directement en dérivation sur le condensateur du système secondaire, mais se trouve

dans un circuit à condensateur séparé. Ce circuit à condensateur est désigné par le chiffre III dans le schéma de la figure 258; le condensateur effectif est C_2; le condensateur à très grande capacité C est le condensateur d'arrêt.

Le montage réel, tel qu'il a été souvent employé jusqu'ici, est donné par la figure 259 *a*. La longueur d'onde du conducteur aérien est déterminée par les bobines S et S_1 et les condensateurs C_2 et C_3; la fréquence

Fig. 259 *a*.



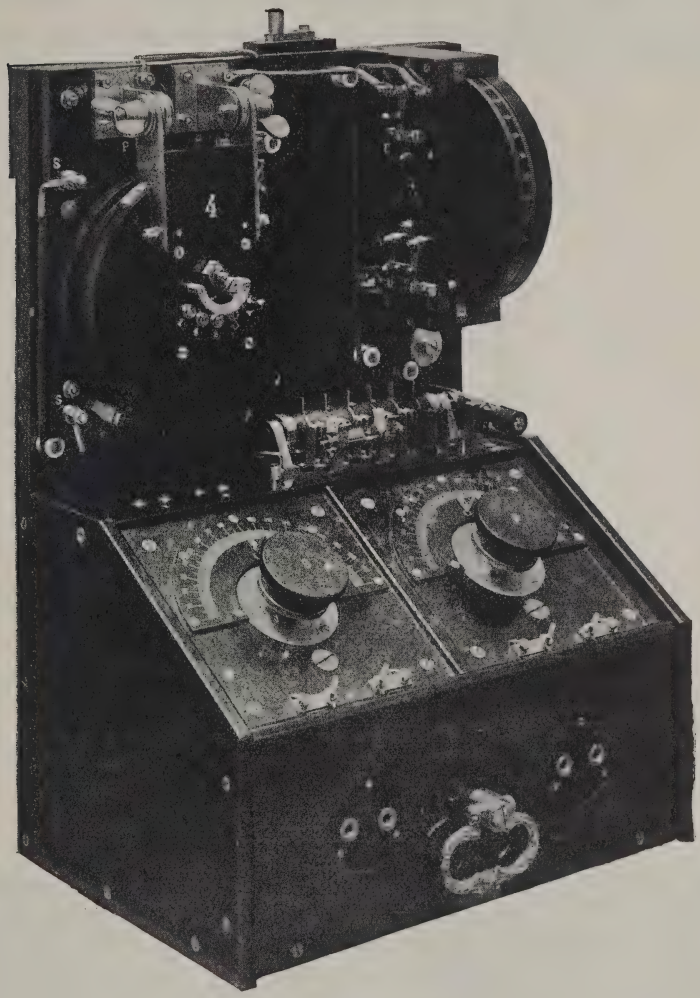
du système secondaire (II) est déterminée par la bobine S_1 et les condensateurs C_1 et C_2 (*), celle du circuit à condensateur III par la bobine S_2 et le condensateur C_4. Les trois contacts glissants servent à régler les trois fréquences et éventuellement aussi les degrés de couplage des trois systèmes.

Un nouveau montage, dont l'apparence est identique au montage de la figure 258, est formé en substance d'un renversement du montage en volant décrit à 108 *e*. Le coefficient de self-induction de la bobine (I + II, *fig.* 258) est suffisamment élevé pour que le coefficient de

(*) La partie commune entre I et II étant non seulement la bobine S_1 mais encore le condensateur C_2, il s'agit d'une combinaison d'un montage direct et d'un couplage électrique.

self-induction effectif de l'antenne puisse être négligé. Le système primaire du récepteur se compose, en substance, du circuit à conden-

Fig. 259 *b*.

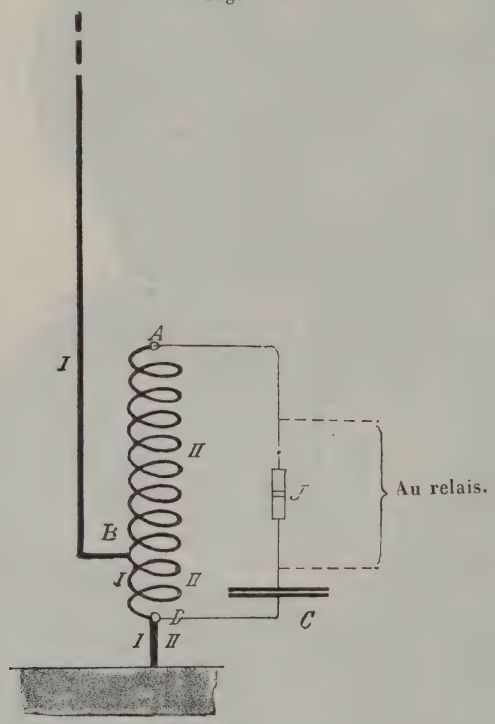


sateur, dont la self-induction est formée par la bobine I + II (*fig.* 258), et la capacité par le condensateur C_1 et le condensateur antenne-terre monté en parallèle.

Une station réceptrice de la Compagnie de T. S. F., installée sur ce principe, est représentée par la figure 259 *b*. La bobine I + II (*fig.* 258) est partagée en deux parties; une partie, représentée dans la

figure 259 *b* par un 4, agit par induction sur le circuit indicateur (III, *fig.* 258) qui comprend un thermodétecteur; l'autre partie (à droite et en haut, *fig.* 259 *b*, une connexion est désignée par E) se compose d'une bobine à coefficient de self-induction variable. Les condensateurs (P, *fig.* 259 *b*, qui représente C_1 de la figure 258, et S, *fig.* 259 *b*, qui représente C_2 de la figure 258) sont des condensateurs tournants.

Fig. 260.



La bobine à coefficient de self-induction variable (variomètre) est construite d'après un principe qui n'a pas été encore décrit dans cet Ouvrage (R. Rendahl). Elle se compose de deux paires de spirales planes, semblables à celle représentée par la figure 49, dont une paire tourne par rapport à l'autre. Chaque paire est enroulée à peu près en forme de 8, de telle sorte que le courant ait des sens différents dans les deux parties. Le variomètre a un coefficient de self-induction maximum quand le courant dans les spirales, situées en face les unes des autres, a la même direction, minimum lorsque les directions sont opposées.

c. Le système secondaire est une bobine.

A. Slaby et G. d'Arco sont arrivés, d'après Marconi, à obtenir une télé-

graphie syntonisée avec ce dispositif. Il est représenté partiellement par la figure 260 (*), dans laquelle le condensateur C ne joue que le rôle de condensateur d'arrêt et n'intervient pas, par suite, pour les oscillations; si on le supprime, on obtient le montage de la figure 261. Ce dernier

Fig. 261.

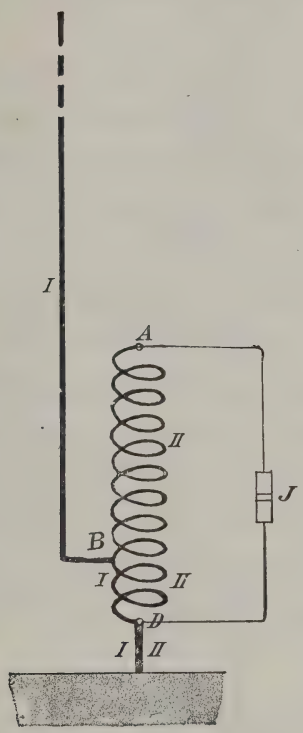
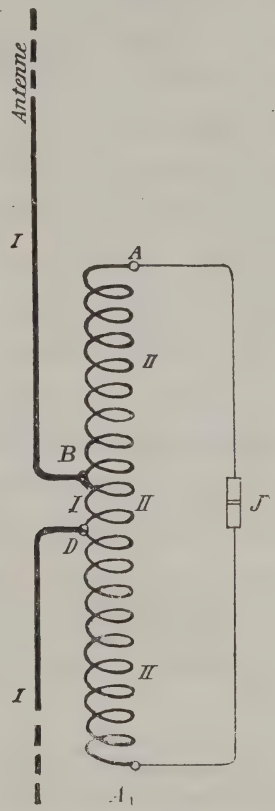


Fig. 262.



montage peut être considéré comme dérivant du montage de la figure 262, qui est le couplage direct d'un oscillateur linéaire (conducteur aérien + bobine BD + conducteur de prise de terre) et d'une bobine A_1 A entre les pôles de laquelle est placé le cohéreur (**). Si l'on suppose le dispositif de la figure 262 coupé par le milieu et l'une des moitiés remplacée par une mise à la terre (35), on obtient le dispositif de la figure 261.

156. Accord du récepteur lorsque l'émetteur est couplé serré. — Si les

(*) Il y a en fait un autre condensateur dans le conducteur de prise de terre (86 *b*).

(**) La fréquence des oscillations propres de cette bobine est ainsi fortement modifiée (25 *c*).

systèmes primaire et secondaire de l'émetteur ne sont pas en couplage lâche, on obtient deux ondes de longueurs différentes. On peut donc se poser la question suivante : Quelle longueur d'onde doit-on donner au récepteur?

Cette question peut être envisagée de deux façons.

a. On peut se demander sur quelle onde doit être accordé le récepteur, si c'est sur celle de plus grande longueur ou sur celle de plus petite longueur d'onde.

Les raisons qui militent en faveur de l'accord sur l'onde la plus courte (de plus haute fréquence) ont été exposées à 96 *a*. Par ailleurs, il faut tenir compte du fait que cette onde est généralement plus fortement absorbée que l'onde la plus longue (121 *e*), et que pour l'utilisation de l'énergie dans le récepteur la plus grande longueur d'onde est avantageuse (152 *b*). En fait, dans la pratique, que je sache, on accorde toujours sur l'onde la plus courte ([154]).

b. On peut se demander s'il est tout à fait avantageux que le récepteur ait exactement la fréquence de l'onde sur laquelle il doit réagir.

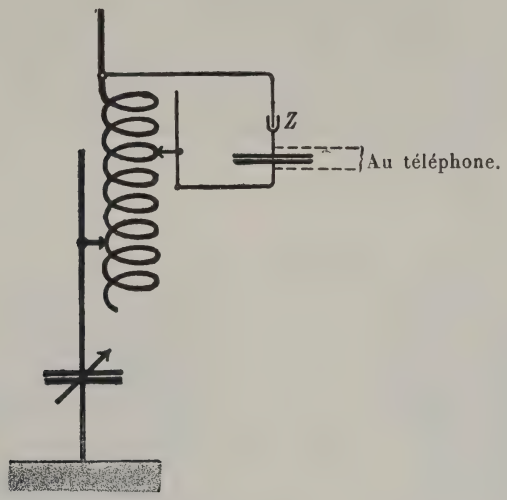
Si le récepteur se composait d'un système unique peu amorti, un léger désaccord parfaitement déterminé entre le récepteur et les oscillations de l'émetteur serait plus avantageux (81 *a*), du moins dans le cas où l'émetteur serait en couplage assez lâche et qu'alors ses deux oscillations auraient des fréquences pas très différentes. Mais il est très vraisemblable que cela ne sera plus exact, lorsque le récepteur ne se composera plus d'un seul système, mais de deux ou trois systèmes couplés ensemble en couplage lâche. On n'est donc pas autorisé à dire que, lorsque l'émetteur n'est pas couplé très serré, il peut être avantageux pour une station réceptrice bien réglée de travailler avec un léger désaccord.

157. **Montage spécial pour détecteur électrolytique.** — Pour les détecteurs (éléments électrolytiques ou thermodétecteurs) dont la résistance à l'état de non-excitation n'est ni extrêmement grande, comme pour les cohéreurs à limaille, ni très petite, comme pour le détecteur magnétique de Marconi, il est nécessaire d'employer des montages particuliers. Si on les montait directement dans le système secondaire ou tertiaire du récepteur, leur résistance et le grand amortissement qui en est la conséquence rendraient impossible le fort renforcement dû aux phénomènes de résonance.

Le condensateur C de la figure 241 diminue déjà cet inconvénient : il forme en effet shunt sur le détecteur, de telle sorte qu'une partie plus ou moins petite du courant total peut seulement traverser ce dernier. L'amortissement causé par le détecteur sera donc moins fort que s'il était traversé par tout le courant.

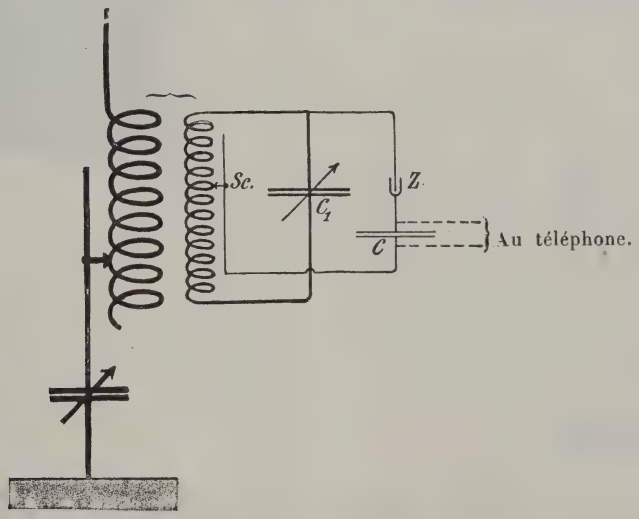
Dans ces derniers temps, la Compagnie de T.S.F. a monté le détecteur

Fig. 263.



en dérivation sur une partie de la self-induction du système secon-

Fig. 264.



daire (*). Ce montage est donné par la figure 263 dans le cas d'un cou-

(*) Physiquement parlant, c'est semblable au couplage du système secondaire avec un circuit indicateur, dans lequel se trouverait le détecteur (66 *b*).

plage direct avec le conducteur aérien, par la figure 264 dans le cas d'un couplage par induction. Le contact glissant fait varier la partie de la self-induction qui est mise en dérivation sur le détecteur. Une augmentation de la self-induction dérivée produit un renforcement de la partie du courant traversant le détecteur et par conséquent de l'action sur ce dernier, mais aussi un accroissement de l'amortissement. Une diminution de la self-induction dérivée affaiblit l'action sur le détecteur, mais

Fig. 265.

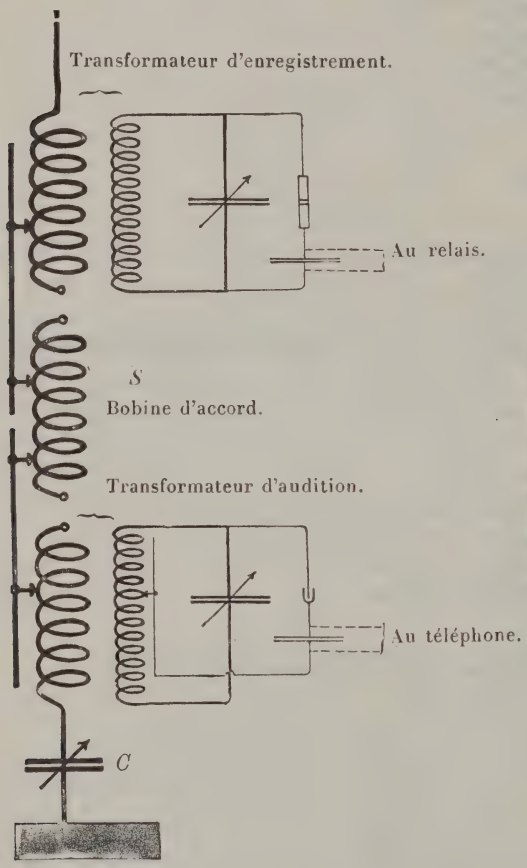


Fig. 266.

aussi l'amortissement dû au détecteur ; elle permet donc d'obtenir un accord particulièrement aigu. En général, l'expérience montre qu'il y a une position du contact glissant pour laquelle on peut obtenir une action encore satisfaisante sur le détecteur, sans produire un affaiblissement sensible de l'acuité de l'accord.

158. Récepteur pour deux détecteurs d'ondes différents. — Aux stations réceptrices où l'on veut employer deux détecteurs d'ondes différents (par exemple, l'un pour la réception téléphonique, l'autre pour l'appel ou l'enregistrement automatique des télégrammes), il ne suffit pas en général de relier alternativement à l'aide d'un commutateur les deux détecteurs avec leurs appareils auxiliaires. Tout d'abord une réception simultanée des télégrammes avec les deux détecteurs d'ondes ne serait pas possible; ensuite il est recommandé d'employer un système

Fig. 267 *a*.

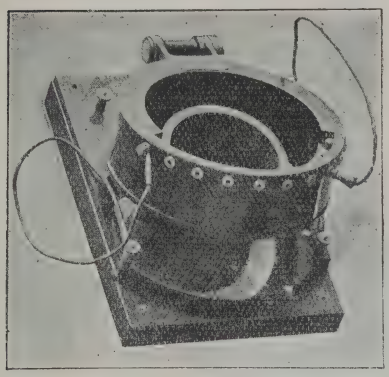


Fig. 267 *b*.

secondaire spécial à chaque détecteur ; ce n'est que de cette manière qu'il est possible d'adapter le système secondaire aux nécessités du détecteur envisagé.

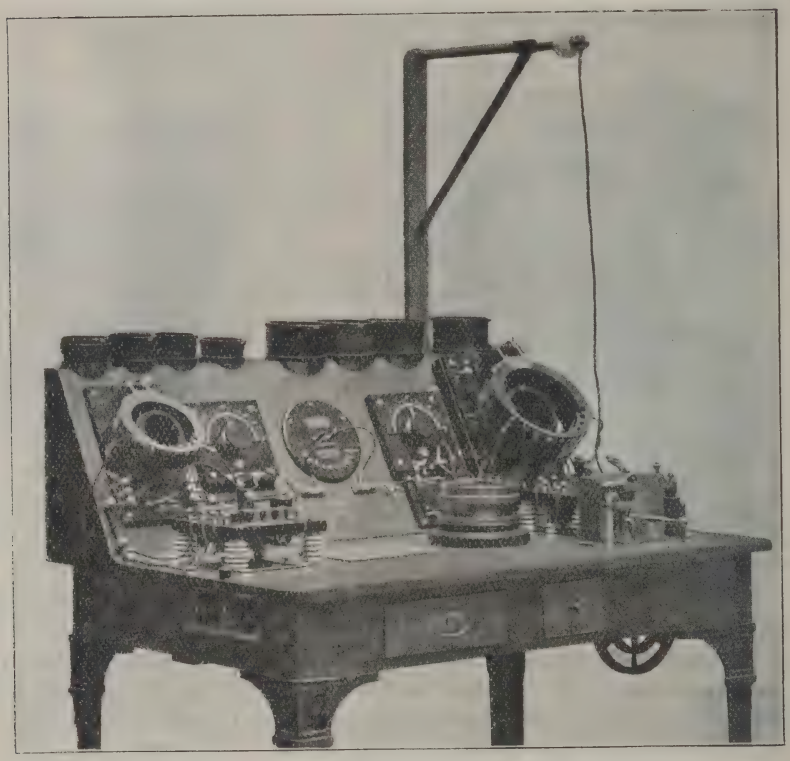
Le dispositif employé par la Compagnie de T. S. F. est reproduit figure 265; il se comprend sans explications. La bobine d'accord S et le condensateur variable C servent à accorder le conducteur aérien. La réalisation technique de la bobine d'accord est donnée par la figure 266; celles du transformateur d'enregistrement et du transformateur d'audition sont données par les figures 267*a* et 267*b*. Les transformateurs sont construits de manière qu'on puisse faire varier le couplage entre les bobines primaires et secondaires. Le dispositif de l'appareil récepteur complet est donné par la figure 268.

159. Acuité de l'accord. — Si la fréquence de l'émetteur varie, il en est de même de l'action sur un récepteur déterminé. Si l'on suppose qu'on emploie un détecteur thermique (un thermo-élément par exemple) dans le récepteur, que l'on porte en ordonnées les déviations d'un galvanomètre qui serait relié à ce détecteur et en abscisses la fréquence correspondante de l'émetteur, on obtient des courbes dans le genre de celle

tracée en trait fort sur la figure 269. L'action est maxima pour une certaine fréquence n_0 de l'émetteur. Lorsque l'émetteur a cette fréquence, on dit qu'il est accordé ; dans le cas contraire, on dit qu'il est désaccordé.

Si l'on suppose qu'un relais soit monté à la place du galvanomètre, il

Fig. 268.



ne fonctionnera pas pour une force de courant quelconque. Si l'on admet par exemple que, dans les relations de la courbe tracée en trait fort de la figure 269, le courant soit de $\frac{1}{10}$ de milliampère pour l'accord, comme le relais exige au moins $\frac{1}{30}$ de milliampère, on voit qu'il ne fonctionnera plus pour une fréquence de l'émetteur inférieure à 0,967 n_0 ou supérieure à 1,033 n_0, c'est-à-dire pour un désaccord de l'émetteur d'environ 3,3 pour 100. On dit alors que 3,3 pour 100 est le *désaccord nécessaire* ou la *dissonance nécessaire*. Il est visible que l'accord est d'autant plus aigu ou, comme on dit, que l'acuité de l'accord est d'autant plus grande que la dissonance nécessaire est plus petite.

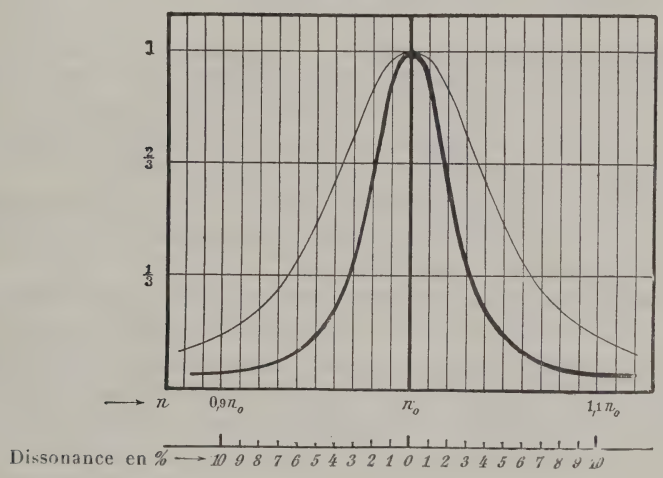
a. L'acuité de l'accord dépend de deux éléments :

1° De l'allure de la courbe de résonance (*fig.* 269) ;

2° Du coefficient de sécurité de la station (130).

La figure 269 montre immédiatement comment l'acuité de l'accord dépend de la forme de la courbe de résonance; plus cette courbe se rapproche de la verticale, plus l'acuité de l'accord est grande. Si la courbe de résonance était celle tracée en trait fin et si les conditions étaient les mêmes que celles supposées plus haut, la dissonance nécessaire serait

Fig. 269.



d'environ 6,5 pour 100; l'acuité de l'accord serait donc beaucoup plus faible.

L'acuité de l'accord n'est pas seulement déterminée par la forme de la courbe de résonance. L'influence du relais et par suite du système de réception a été mise en relief, par le fait qu'il était nécessaire que le relais fût traversé par un courant de $\frac{1}{30}$ de milliampère. Pour l'accord, c'est-à-dire pour l'exploitation normale de la station, on obtient $\frac{1}{10}$ de milliampère ; les stations travaillent donc avec un coefficient de sécurité de $\sqrt{3}$. Si les stations travaillaient avec un coefficient de sécurité plus faible, $\sqrt{1,5}$ par exemple, le relais ne marcherait plus si le désaccord atteignait 2 pour 100 dans les hypothèses de la courbe tracée en trait fort (*fig.* 269) ; l'acuité de l'accord serait donc beaucoup plus forte.

Il résulte pour la pratique, de ce qui vient d'être dit, qu'il faut être extrêmement circonspect dans l'interprétation des résultats des expériences de record, qui ont nécessité une très grande acuité de l'accord. Si l'on règle le récepteur de manière que pour l'accord son fonction-

nement soit tout juste assuré, le moindre désaccord suffit à mettre obstacle à toute communication. L'acuité de l'accord semble être alors remarquable, et il en est bien ainsi; mais la station est également tout à fait impropre à un trafic normal.

b. L'allure de la courbe de résonance dépend, du moins en première ligne, des grandeurs suivantes :

1° Amortissement des oscillations de l'émetteur, sur lesquelles le récepteur est accordé ;

2° Amortissement du conducteur aérien du récepteur ;

3° Couplage entre les systèmes primaire et secondaire dans le récepteur.

L'allure de la courbe de résonance se rapproche d'autant plus de la verticale, l'accord est donc d'autant plus aigu, que le décrément des oscillations de l'émetteur est plus petit, que le couplage dans le récepteur est plus lâche, et, pour un couplage très lâche, que le décrément du conducteur aérien dans le récepteur est plus faible.

La première condition nécessite, pour que l'accord obtenu soit suffisant, qu'on produise des oscillations relativement peu amorties au moyen de l'émetteur couplé de Braun.

La conséquence de la deuxième condition est que, pour obtenir un accord aigu, il faut employer des antennes à capacité terminale renforcée, et en particulier des antennes en parapluie, à cause de leur faible amortissement; ces dernières présentent de grands avantages, mais par ailleurs on peut diminuer artificiellement l'amortissement par rayonnement de toutes les antennes réceptrices en intercalant des bobines et des condensateurs.

Enfin la troisième condition est la raison pour laquelle on emploie, dans toutes les stations où l'on recherche un bon accord, un couplage très lâche entre les systèmes du récepteur. La connaissance de cette condition importante résulte des recherches théoriques de M. Wien et des expériences à peu près simultanées de H. Brandes et L. Mandelstam (*) ([155]).

Il est de la plus grande importance pratique de remarquer que le fait de relâcher le couplage dans le récepteur, pour obtenir un accord aigu, ne diminue généralement pas la portée comme on aurait pu le penser, en supposant toutefois que les oscillations de l'émetteur ne soient pas trop amorties. La raison en est que, dans le système en cou-

---

(*) Le couplage serré n'est avantageux que lorsqu'on ne tient pas à avoir un accord aigu et que par suite on désire pouvoir communiquer avec différentes stations, dont les longueurs d'onde ne soient pas exactement les mêmes. C'est le cas pour les stations côtières, qui communiquent avec les paquebots.

plage lâche qui agit directement sur le détecteur d'ondes (système secondaire ou tertiaire du récepteur), les relations sont à peu près celles données dans 61 *c* : dans ce système, pendant toute une série de périodes, l'énergie s'accumule de plus en plus, si bien qu'il existe finalement dans le système une masse d'énergie relativement grande, même en admettant que chaque période ne transmette que peu d'énergie.

Le couplage lâche présente également l'avantage suivant, qui découle de ce qui vient d'être dit. On peut obtenir le même effet ou la même amplitude maxima dans le système secondaire du récepteur, en excitant dans l'émetteur des oscillations puissantes et fortement amorties, ou bien des oscillations de faible amplitude, mais par contre de faible amortissement.

c. Ce qui a été dit dans *b* n'est exact que si dans le récepteur le décrément du système qui agit directement sur le détecteur d'ondes (système secondaire ou tertiaire) est très petit par rapport au décrément du conducteur aérien. Si cela n'avait pas lieu, tout d'abord l'acuité de l'accord en souffrirait gravement, et dans certaines conditions il en serait de même de l'amplitude maxima et de l'effet des oscillations dans ce système et par suite de la portée. Il est donc nécessaire pour un bon récepteur que cette condition soit réalisée. Dans tous les cas, on doit éviter avec soin toute dépense inutile d'énergie dans le système secondaire ou tertiaire du récepteur (*).

Il est très important dans ce but d'empêcher, au moyen de bobines de réaction, les oscillations de se propager dans les conducteurs allant aux appareils auxiliaires; sinon, elles perdraient en pure perte une partie de leur énergie. Il est, par contre, également très important que ces bobines de réaction n'absorbent pas elles-mêmes de l'énergie (**) ; c'est pour cela qu'elles ne doivent pas contenir de noyau de fer. La présence de noyaux de fer permettrait d'arrêter encore mieux les oscillations allant aux appareils auxiliaires, mais les courants parasites et l'hystérésis dans les noyaux entraîneraient une dépense inutile d'énergie.

160. Dispositif de R.-A. Fessenden pour obtenir le secret des télégrammes ([135]). — L'émetteur (*émetteur secret*) de la figure 270 émet continuellement des ondes ; mais, tant que le cercle K est en court-circuit, ces ondes ont une longueur λ' différente de celle λ sur laquelle est accordé le récepteur ; d'après les données de Fessenden, cette différence

(*) Il ne faut pas considérer comme inutile l'énergie fournie au détecteur. Il existe une valeur optima pour cet apport d'énergie [*voir* 157 et ([151])].

(**) L'installation de bobines de réaction fonctionnant bien est très délicate ; aussi les montages pour lesquels elles ne sont pas absolument nécessaires présentent de ce fait un avantage pratique.

est de $\frac{1}{4}$ pour 100. Si le cercle K n'est plus en court-circuit (*), les ondes émises ont la fréquence λ pour laquelle le récepteur est accordé.

Dans le récepteur (*préservateur interférent*) de la figure 271, les oscillations se bifurquent par les deux voies AC_1S_1E et AC_2S_2E. Le système conducteur aérien C_1S_1E est accordé pour la longueur d'onde λ; l'autre branche C_2S_2 est de dimensions telles, que pour la longueur d'onde λ' l'amplitude des oscillations dans C_2S_2 soit égale à celle dans C_1S_1. Les bobines S'_1 et S'_2, sur lesquelles induisent S_1 et S_2, sont montées en sens contraire ; pour la longueur d'onde λ' les forces électromotrices induites dans S'_1 et S'_2 se compensent.

Si donc K est en court-circuit dans l'émetteur et par suite si l'on émet des ondes de longueur λ', aucune oscillation ne s'établira dans le cir-

Fig. 270.

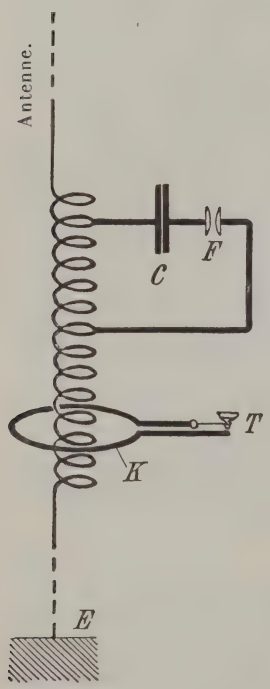
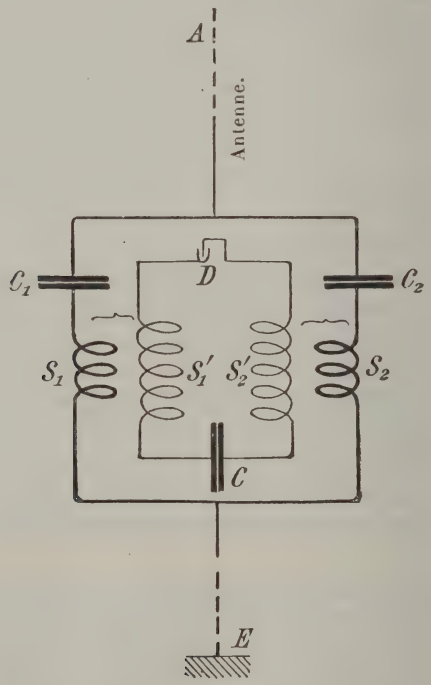


Fig. 271.



cuit $CS'_1DS'_2$ et le détecteur D ne sera pas excité. Si par contre K est en circuit ouvert et qu'on émette des ondes de longueur λ, on obtient dans la branche C_1S_1 des oscillations de très forte amplitude et dans C_2S_2 des

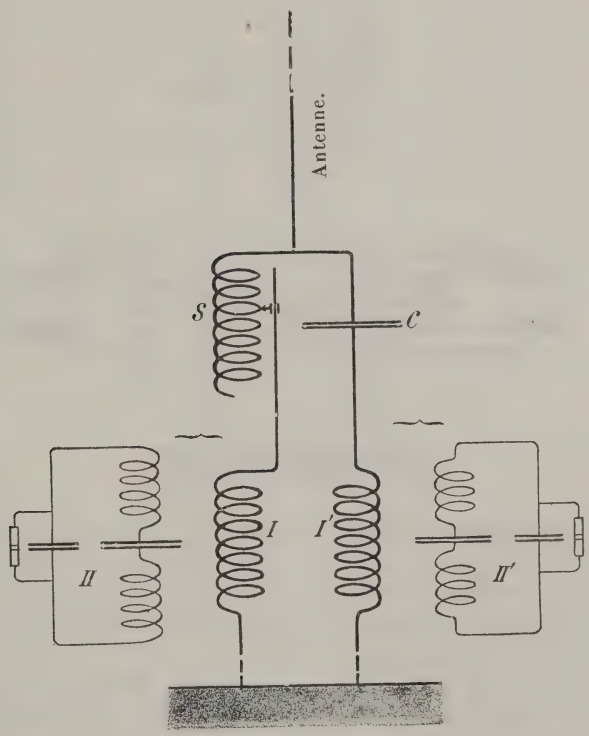
(*) Le manipulateur n'est pas bien dessiné sur la figure 270.

oscillations de très faible amplitude ; les forces électromotrices induites dans S'_1 et S'_2 ne se compensent pas, et le détecteur D est excité.

Sans aucun doute, il est beaucoup plus difficile par ce dispositif d'intercepter les télégrammes. Lorsque la station qui cherche à intercepter n'est pas exactement accordée sur la longueur d'onde λ et que l'acuité de son accord n'est pas suffisante pour qu'un désaccord de $\frac{1}{4}$ pour 100 suffise à empêcher les signes de se manifester, cette station reçoit continuellement des impressions, aussi bien quand le manipulateur est relevé que quand il est abaissé.

161. Télégraphie multiple ([157]). — La possibilité de construire un récepteur, qui entre certaines limites ne réagisse que pour une longueur

Fig. 272.

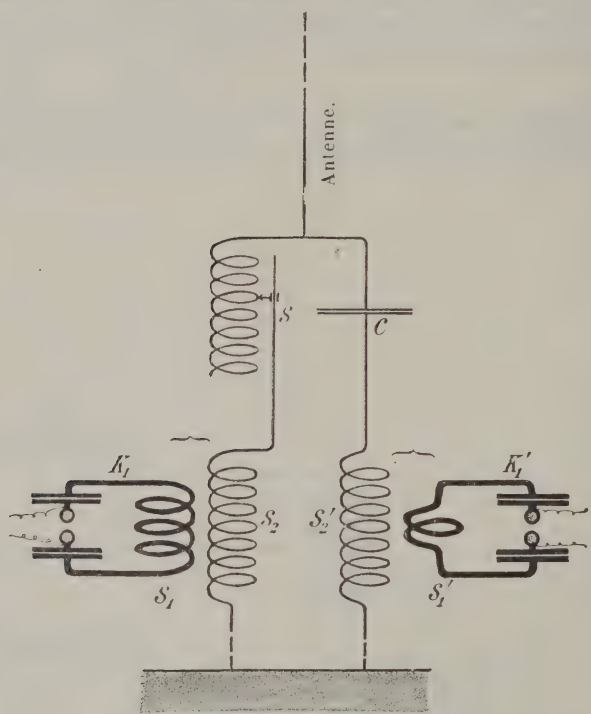


d'onde donnée, permet de résoudre un autre problème : celui de la télégraphie multiple, où une même antenne peut recevoir simultanément de deux postes différents.

a. La figure 272 représente un dispositif utilisé avec succès par Mar-

coni. Pour l'onde la plus longue, le système primaire se compose du fil aérien, de la bobine S, de la bobine primaire I du transformateur de gauche et de la prise de terre de gauche. Le système secondaire II de gauche est accordé sur ce primaire. Pour l'onde la plus courte, le système primaire se compose du fil aérien, du condensateur C, de la bobine

Fig. 273.



primaire I′ du transformateur de droite et de la prise de terre de droite; le système secondaire est le circuit à condensateur II′ de droite. Les relations entre les diverses parties sont telles que l'onde la plus courte ne réagisse pas dans le système de gauche et que l'onde la plus longue ne réagisse pas dans le système de droite.

On peut naturellement utiliser tout autre dispositif pour télégraphie syntonisée, à condition que l'acuité de l'accord soit suffisante (*).

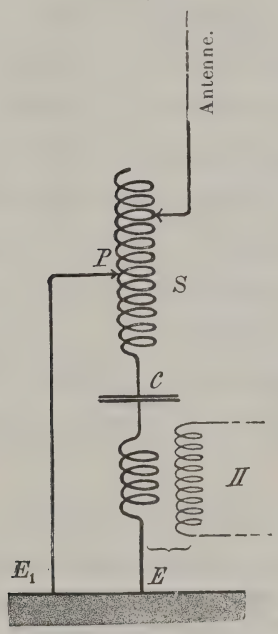
b. On peut également envoyer simultanément deux ondes différentes avec la même antenne. Il suffit de coupler avec le fil aérien deux cir-

(*) La Compagnie de T. S. F. a reçu, sur un navire et avec la même antenne, simultanément trois télégrammes de trois stations différentes ([158]).

cuits à condensateur différents, et de faire en sorte que chacun de ces deux circuits soit en résonance avec le secondaire correspondant. La figure 273 montre le dispositif utilisé par Marconi; la partie de gauche se rapporte comme plus haut à l'onde la plus longue, la partie de droite à l'onde la plus courte.

162. Préservation contre les perturbations d'origine atmosphérique ([157]). — *a.* On comprend qu'un éclair, éclatant dans le voisinage

Fig. 274.



d'une station réceptrice, puisse agir sur le détecteur et par suite troubler la réception. Toutefois, ces troubles sont relativement peu à craindre au cours d'un orage (*). On reçoit simplement entre les points et les traits du télégramme Morse quelques points, qu'on peut reconnaître facilement d'après le contexte comme provenant de l'orage, sauf quand il s'agit de télégrammes chiffrés.

Les troubles provenant d'un orage lointain, alors que le ciel est encore bleu, sont plus à craindre; il en est de même de ceux qui se produisent après l'orage. On en éprouve également, quand l'air est très lourd et que cependant il n'y a aucun orage proprement dit, soit à proxi-

(*) Sauf toutefois le danger de la foudre tombant sur l'appareil.

mité, soit loin de la station réceptrice. Ces troubles peuvent être suffisants pour rendre douteuse la réception des télégrammes; ils se manifestent surtout sous les tropiques; on les constate rarement sous nos climats.

b. Marconi a proposé plusieurs dispositifs pour réduire ces perturbations d'origine atmosphérique. La figure 274 représente un de ces dispositifs. Le système primaire du récepteur se compose du conducteur aérien et du conducteur PCE : les oscillations propres du conducteur aérien sont réglées par la bobine S et le condensateur C (*), de telle sorte que le ventre de courant (ou le nœud de tension) se trouve au point P (*voir* 34). Si maintenant l'antenne est rencontrée par des ondes ayant la longueur d'onde qui lui est propre, il se produit en elle des oscillations avec un nœud de tension en P. Si donc on fixe une prise de terre en P, aucun courant ne passera par ce conducteur de prise de terre PE_1.

Mais, pour une perturbation électromagnétique ne remplissant pas ces conditions de longueur d'onde, les relations seront tout à fait différentes. La plus grande partie du courant induit dans le conducteur aérien passera par le conducteur PE_1, à cause de la moindre impédance de cette voie. L'influence de la perturbation sur le système secondaire sera donc bien diminuée.

Marconi propose également le montage de la figure 272 et l'emploi de plusieurs multiples analogues, afin d'obtenir un renforcement de leur action. Il n'a pas été donné, que je sache, de renseignements sur la manière dont ces dispositifs remplissaient leur rôle (**).

163. Résultats de la télégraphie syntonisée. — Les raisons pour lesquelles on attache tant d'importance à la télégraphie syntonisée sont les défauts suivants de la télégraphie non syntonisée (***) :

1° Les télégrammes peuvent être reçus par une station quelconque située dans le rayon d'action de l'émetteur; leur secret n'est pas gardé;

2° On peut empêcher la communication entre deux stations A et B, en émettant des ondes d'une manière continue en une troisième station C, si A et B se trouvent dans la portée de cette station : c'est le brouillage systématique;

3° Si A et A′ d'une part, B et B′ d'autre part sont des stations destinées à communiquer entre elles deux à deux et que chacune d'elles se trouve dans la portée des trois autres, A et A′ ne peuvent pas commu-

(*) Le conducteur aérien est naturellement accordé en outre avec l'émetteur.

(**) Il est vraisemblable qu'ils se montrent également efficaces pour les perturbations provenant d'ondes d'une autre longueur d'onde et par suite rendent l'accord plus aigu.

(***) En outre de l'augmentation de la portée par la syntonie.

niquer entre elles quand B et B′ échangent des télégrammes : c'est le brouillage réciproque des stations.

On ne peut dire d'une manière générale à quel point la syntonisation remédie à ces inconvénients, car les distances des stations et leurs portées jouent un rôle capital dans cette question. Il faut donc se borner à savoir dans quelles limites la syntonisation rend des services et si, dans un cas donné, elle peut remédier à ces inconvénients.

a. Pour ce qui est de la sauvegarde du secret des télégrammes, le cas suivant peut se présenter. Soient A une station émettrice, A′ une station réceptrice, ces deux stations étant aménagées pour un échange suivi de communications ; soit C une station plus éloignée, mais qui ne soit pas beaucoup plus éloignée de A que ne l'est A′. La syntonisation de A et A′ empêchera-t-elle C de recevoir les télégrammes expédiés de A? Non, certainement.

Quand A et A′ sont installées pour une correspondance suivie, leur portée effective doit être sensiblement plus grande que la distance AA′ et leur détecteur ne doit pas être extrêmement sensible. Il est alors toujours possible de recevoir en C les télégrammes avec un détecteur très sensible, intercalé dans un système récepteur simple (153). Il suffirait, en outre, d'un dispositif très simple, pour accorder rapidement C sur la longueur d'onde approximative de la station émettrice.

D'une manière comme de l'autre, il sera d'autant plus difficile de capter les télégrammes, qu'on aura davantage abaissé pour une même portée l'amplitude nécessaire de l'oscillation en diminuant l'amortissement (159 *b*).

b. Il en est de même en ce qui concerne le brouillage systématique. La station C, qui veut brouiller les stations A_1 et A_2, est supposée ne pas être plus éloignée de celles-ci qu'elles ne le sont entre elles. On supposera de plus qu'il s'agit de stations normales à rayon d'action moyen.

Il faut tout d'abord envisager le cas où la station C, au moyen d'un récepteur convenable, obtiendrait la longueur d'onde de A_1 et A_2 (*) et accorderait en conséquence son émetteur. La station C est alors en mesure de troubler la communication de A_1 et A_2, même si sa portée n'est que $\frac{1}{2}$ ou $\frac{1}{3}$ de celle de A_1 et A_2 (**).

En excluant ce cas, on suppose que C n'est pas arrivé à obtenir la longueur d'onde de A_1 et A_2 et que sa longueur d'onde propre diffère notablement de celle de A_1 A_2. La réussite du brouillage ne dépend alors,

---

(*) Tout ondemètre où l'on emploie comme indicateur un détecteur d'onde est approprié à ce but. Les éprouvettes de station de la firme C. Lorenz et de la Compagnie de T. S. F. peuvent être immédiatement utilisées en *ondemètres à distance*.

(**) A cause du coefficient de sécurité avec lequel les stations doivent travailler.

pour C, que de la limite jusqu'à laquelle il peut augmenter son amplitude. Si les stations A_1 et A_2 ont des récepteurs à couplage très lâche, il faudrait une élévation pratiquement impossible de l'amplitude des oscillations émises par C, pour qu'il parvienne à brouiller A_1 et A_2 (*). Les récepteurs accordés présentent donc, relativement aux appareils antérieurs, une bien plus grande garantie contre les brouillages systématiques.

c. Pour ce qui est du brouillage réciproque de plusieurs stations, il faut considérer le cas extrême suivant : A_1 et A_2 d'une part, B_1 et B_2 d'autre part peuvent se trouver dans le même lieu, à très peu de distance l'une de l'autre (*fig.* 275). Il y a alors deux cas à considérer :

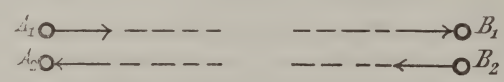
1° Les stations d'un même lieu (A_1 et A_2 par exemple) travaillent

Fig. 275.

toutes deux avec des émissions également fortes, celles de l'autre lieu étant toutes deux sur réception (*fig.* 275). Les dispositifs de télégraphie syntonisée permettent alors sans aucun doute à B_1 de recevoir de A_1 et à B_2 de recevoir de A_2, sans être troublées par les émissions de l'autre station, même si les longueurs des ondes émises ne diffèrent que de quelques unités pour cent. Il y a donc encore, dans ce cas, un très grand avantage à employer la télégraphie syntonisée.

2° Le cas est tout différent si A_1 et B_2 émettent et si A_2 et B_1 reçoi-

Fig. 276.



vent, c'est-à-dire si une station émet alors que sa voisine reçoit ; tout dépend alors des distances entre A_1 et A_2 et entre B_1 et B_2.

Si cette distance ne contient qu'une petite partie de la longueur d'onde, il est *a priori* certain que A_2 ne recevra pas les télégrammes de B_2, mais ceux de A_1, dont les ondes ont à une si faible distance une amplitude considérable. Pour une plus grande distance entre A_1 et A_2, B_1 et B_2, il sera naturellement possible aux stations de parvenir à communiquer sans trouble. La distance $A_1 A_2$ ou $B_1 B_2$ minima nécessaire pour recevoir de la station éloignée, sans que la station plus rapprochée ne brouille les communications, dépend de la portée des stations, de la

(*) A moins que C n'arrive à être très près d'une des stations.

différence entre les longueurs d'ondes et de la forme de la courbe de résonance des récepteurs (159) (*).

164. Moyen de conserver le secret des télégrammes. — Il est très regrettable, pour plusieurs services (**) (Marine, Armée), que le secret des télégrammes n'ait pu être complètement obtenu par la télégraphie syntonisée.

a. On peut rendre plus difficile l'interception des télégrammes, en manipulant avec une rapidité telle, que les relais ordinaires ne réagissent plus, à cause de leur inertie, et que les télégrammes ne puissent être reçus qu'au téléphone par un personnel spécialement dressé (***). On peut également installer les appareils, de telle sorte qu'on puisse changer rapidement la longueur d'onde et seulement d'une manière convenue à l'avance (****). On rend, par cette dernière méthode, difficile à un intrus la syntonisation de ses appareils, mais on ne l'empêche pas d'intercepter avec un récepteur non accordé, mais très sensible. Les moyens de cette sorte sont des moyens de fortune ; il ne faut pas trop les prendre au sérieux, bien qu'ils puissent rendre quelques services dans des cas tout à fait spéciaux. Les moyens suivants sont au contraire très efficaces.

1° On emploie dans le récepteur un galvanomètre dont les oscillations propres soient peu amorties (dans le genre du galvanomètre à vibrations de M. Wien), ou un téléphone à membrane dont les oscillations propres soient également peu amorties. Ces deux appareils ne fonctionnent bien, comme récepteurs, que quand le nombre d'interruptions de l'interrupteur de l'émetteur est égal au nombre de périodes propres du galvanomètre ou de la membrane téléphonique : c'est la syntonisation mécanique (*****).

L'inconvénient est le suivant. Si l'interrupteur est accordé, les oscillations du galvanomètre ou de la membrane téléphonique se comportent comme celles de la figure 83: il faut un certain nombre de périodes pour que l'amplitude atteigne une valeur suffisante. Comme le nombre d'interruptions ne peut pas être très élevé, la rapidité de télégraphie

---

(*) La General Electric Signal C° (Fessenden) garantit ce qui suit : quand la distance $A_1 A_2$ dépasse le centième de $A_2 B_2$, A_2 n'est pas troublé par A_1, pourvu que les longueurs d'onde diffèrent d'au moins 3 pour 100. Avec des stations normales, un désaccord de $\frac{1}{4}$ pour 100 serait déjà suffisant. Les appareils de cette Compagnie sont en effet très satisfaisants à ce point de vue ([159]).

(**) Mais non pour tous. Un navire en danger a intérêt à ce que ses télégrammes soient reçus par le plus de stations possible.

(***) Employé à l'occasion par les Compagnies Marconi et de Forest.

(****) Employé à l'occasion par la Compagnie de T. S. F.

(*****) Le premier projet dans ce sens est dû à A. Blondel ([160]).

admissible sera fort limitée. C'est par suite de cet inconvénient que de tels appareils n'ont jamais reçu d'utilisation pratique.

2° Une autre méthode a été proposée sous les aspects les plus divers depuis les premiers âges de la T. S. F. Elle repose sur ce fait que, dans l'émetteur, un point de l'alphabet Morse ne correspond pas à une décharge unique, mais à une suite de décharges à intervalles bien déterminés. Le récepteur est disposé de manière à n'enregistrer que les oscillations qui se suivent à ces intervalles déterminés.

On n'a guère employé dans la pratique que les appareils d'Anders Bull ([161]). Son dispositif, n'étant pas très simple ne peut être décrit ici. Il faut seulement savoir que dans ces derniers temps ces appareils ont donné de très bons résultats pratiques d'expérience. Il est hors de doute que, lorsque ces appareils pourront être construits industriellement, ils offriront une garantie à peu près absolue, non seulement contre l'interception et le brouillage des télégrammes, mais encore pour la protection contre les perturbations d'origine atmosphérique. Malheureusement, vu leur complication, l'emploi de ces appareils est encore limité à quelques cas exceptionnels.

III. — Récepteur pour oscillations non amorties ou excitées par impulsion.

165. Les différents dispositifs. — *a. Dispositif avec détecteur d'ondes.* — Les figures 277 à 280 donnent les schémas de quelques dispositifs

Fig. 277.

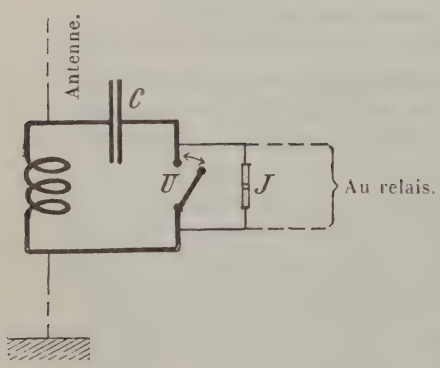
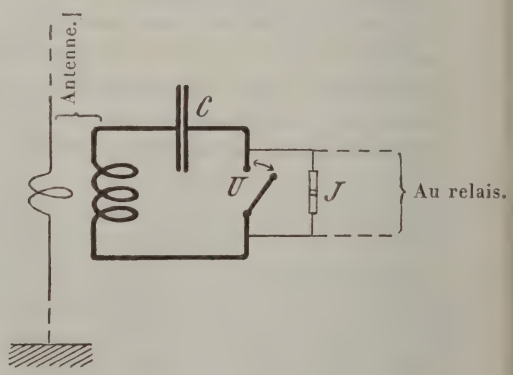


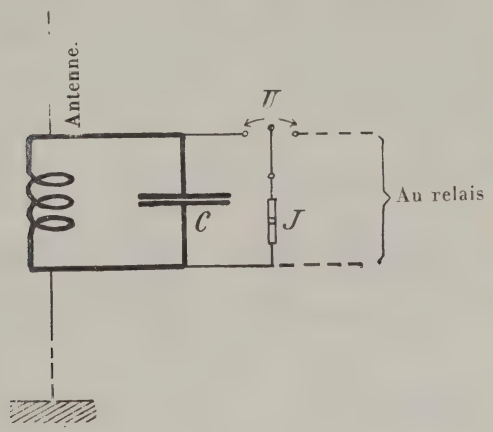
Fig. 278.



spécialement destinés aux oscillations non amorties. Ceux des figures 277, 278 et 279 ont été construits par O. Pedersen ([162]) pour des

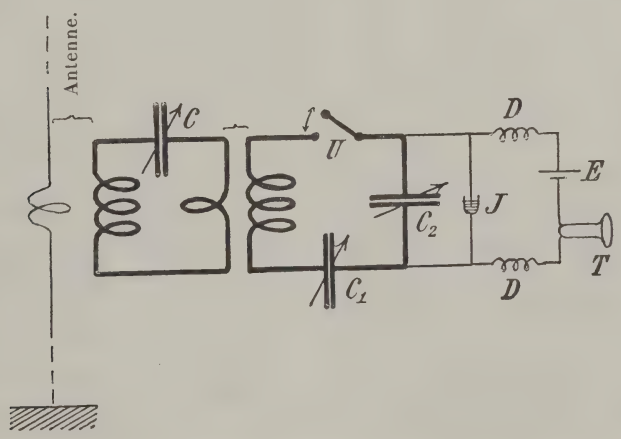
cohéreurs à limaille métallique avec relais. La figure 280 représente un dispositif de la Compagnie de T. S. F. pour détecteur électrolytique et

Fig. 279.



réception téléphonique. Dans toutes ces figures, U désigne l'interrupteur genre sonnette électrique ou genre de l'interrupteur double décrit

Fig. 280.

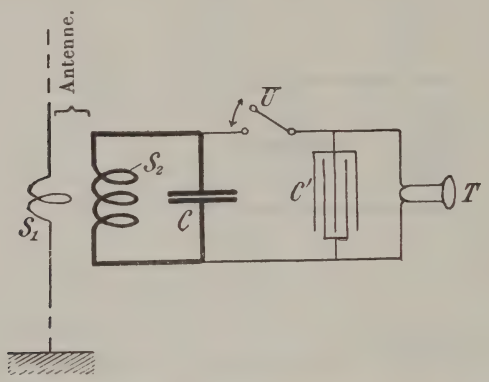


à 69 *f* : il ferme et ouvre automatiquement quelques centaines de fois par seconde le conducteur dans lequel il est intercalé. Dans le cas de la figure 279, le contact est établi alternativement dans l'une et l'autre direction.

b. Les disposilifs à licker. — Les montages préconisés par V.

Poulsen ([162]), appelés *montages à licker*, pour lesquels l'emploi d'un des détecteurs d'ondes décrits au Chapitre X ne se présente pas, sont représentés par les figures 281 à 283. Ce qui a été dit en *a* pour l'interrupteur

Fig. 281.



subsiste. Le circuit à condensateur proprement dit est en trait fort. Le condensateur C′ est toujours un très gros condensateur d'une capacité de

Fig. 282.

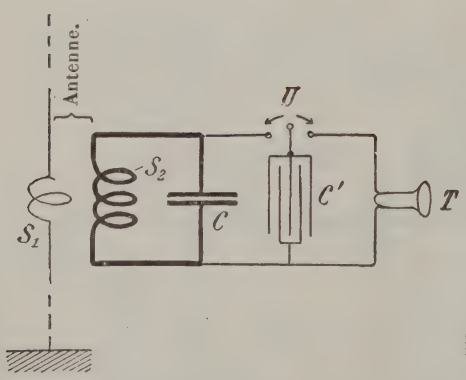
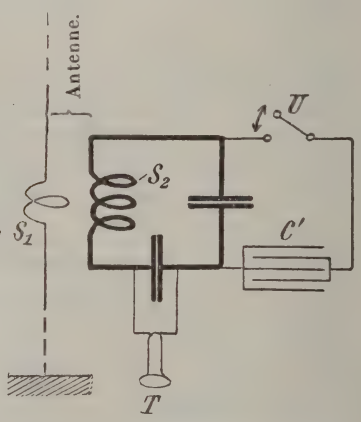


Fig. 283.



quelques centièmes de microfarad, alors que le condensateur C a seulement une capacité de quelques millièmes de microfarad. Dans le cas de la figure 283, la capacité du condensateur monté en parallèle sur le téléphone est suffisamment grande pour que sa capacitance soit, pour les oscillations du circuit, beaucoup plus petite que l'impédance du téléphone T, de sorte que ce dernier soit mis en court-circuit par le conden-

sateur et n'ait aucune influence sur les oscillations du circuit tracé en trait fort dans la figure 283.

c. L'exécution technique d'un bon interrupteur (ticker), qui doit être construit de manière à se rapprocher autant que possible de l'interrupteur double décrit à 69 *f*, est un problème beaucoup plus difficile à résoudre qu'il ne semble au premier abord. Ce problème a été résolu d'une manière excellente par l'Amalgamated Radiotelegraph C°. Cette Compagnie construit la partie la plus importante de l'appareil, qui est le contact fermant et ouvrant la communication avec le circuit d'oscillation, avec des fils d'or.

166. Importance de l'interrupteur pour la réception téléphonique. — *a*. Les dispositifs décrits plus haut (146) pour la réception téléphonique des télégrammes ne sont plus utilisables avec les oscillations non amorties. Quand on télégraphie un trait de l'alphabet Morse, le détecteur est de suite excité et la membrane téléphonique est écartée de sa position d'équilibre ; on entend un craquement dans le téléphone, puis plus rien. En effet, tant que les ondes sont émises par la station émettrice, le détecteur reste excité et la membrane téléphonique écartée de sa position de repos. Un trait de l'alphabet Morse est donc indiqué de la même manière qu'un point, par un simple craquement du téléphone.

Mais si, par le moyen d'un interrupteur, le détecteur d'ondes est alternativement réuni au circuit oscillant et séparé de lui, la membrane téléphonique écartée de sa position d'équilibre par la fermeture de l'interrupteur y reviendra par l'ouverture de cet appareil. On obtient donc un mouvement de la membrane de même période que celui de l'interrupteur. On entend dans le téléphone le son donné par l'interrupteur tant que les ondes frappent le récepteur, pendant un temps très court pour un point, pendant un temps plus long pour un trait de l'alphabet Morse.

Quand on télégraphie avec des oscillations amorties, un interrupteur est superflu quand le nombre des ondes se succédant en une seconde n'est pas plus grand que le nombre d'oscillations du son le plus élevé facilement perceptible (quelques milliers par seconde). Lorsque le nombre des ondes est plus élevé, ce qui est généralement le cas dans l'excitation par impulsion avec courant continu, l'emploi d'un interrupteur est indispensable.

b. L'interrupteur représente jusqu'à un certain point un mal nécessaire ; il a plus d'un point de ressemblance avec le relais du cohéreur : la construction et le réglage d'un bon interrupteur ne sont pas choses faciles. On peut éviter l'emploi de l'interrupteur, tant pour les ondes excitées par impulsion que pour les oscillations non amorties, en employant pour l'alimentation du condensateur du courant alternatif,

dans la manière décrite à 105, au lieu de courant continu. Le nombre de périodes de l'alternateur est choisi dans les limites du nombre d'oscillations des sons facilement perceptibles (*Méthode de l'étincelle chantante* de la Compagnie de T. S. F.) ; les télégrammes sont entendus dans le téléphone récepteur avec cette tonalité. Ils sont ainsi faciles à distinguer de tous les parasites (d'origine atmosphérique ou provenant d'autres stations), et les expériences ont montré que la réception des télégrammes était assurée, même pendant les plus fortes perturbations atmosphériques.

Marconi a expérimenté un dispositif permettant l'emploi de l'excitation par impulsion par courant continu et n'exigeant pas cependant d'interrupteur : l'électrode milieu de son éclateur rotatif (111) présente alternativement de légères saillies (boutons) et de légers creux. Les oscillations ne sont pas alors émises d'une manière continue, car la distance entre les électrodes nécessaire au passage des étincelles n'est réalisée qu'à des intervalles définis ([163]).

167. Les phénomènes dans un récepteur à interrupteur et détecteur. — Le système indicateur du récepteur est toujours en couplage très lâche avec l'antenne dans le cas des oscillations non amorties. Les relations pour le système indicateur sont donc tout à fait les mêmes que celles qui ont été données à 61. Les amplitudes ainsi que l'acuité de résonance, qui peuvent être atteintes par les oscillations du système indicateur, dépendent essentiellement du décrément de ce système, c'est-à-dire de la dépense d'énergie dans le système indicateur. Les détecteurs d'ondes appropriés aux oscillations non amorties (électrolytiques ou thermodétecteurs) ont en général une assez grande résistance (157). Il y a également des pertes d'énergie dans les connexions des appareils auxiliaires et dans ces appareils; il est difficile de les empêcher totalement, même en employant des bobines de réaction. Si donc le détecteur et ses appareils auxiliaires sont constamment reliés au circuit indicateur, l'acuité de l'accord et dans certaines conditions la portée en subiront un fort affaiblissement.

En employant un interrupteur, cet inconvénient est fort bien évité.

Tant que le détecteur est hors circuit, il ne peut y avoir de perte d'énergie de son fait ou de celui des appareils auxiliaires. L'amplitude dans le système indicateur et par suite aussi l'énergie accumulée dans ce système prennent une très haute valeur. Si maintenant l'interrupteur met le détecteur en circuit, une oscillation de très forte amplitude agit sur lui, et presque toute l'énergie accumulée dans le circuit indicateur est employée à l'excitation du détecteur.

Poulsen semble être arrivé de cette manière à abaisser au-dessous de

0,003 le décrément du système indicateur ([164]). Une valeur aussi faible du décrément ne pourrait être atteinte, si le détecteur et ses appareils auxiliaires restaient constamment en circuit.

Pour l'inscription des télégrammes, l'Amalgamated Radiotelegraph C° emploie de préférence, semble-t-il, le thermodétecteur avec enregistrement photographique. Le cohéreur avec relais est impropre pour les oscillations non amorties.

168. **Le ticker.** — *a.* Dans les dispositifs de Poulsen, la pensée dominante est la suivante. Tant que le condensateur C′ est hors du circuit d'oscillation CS_2 (*fig.* 281 à 283), une quantité d'électricité relativement grande s'accumule dans ce dernier. Si maintenant le grand condensateur C′ est associé en parallèle par le ticker avec le petit condensateur C, C′ prend la plus grande partie du courant et aussi de l'énergie accumulée; il reçoit ainsi une charge relativement élevée, qui se décharge dans le téléphone et provoque un craquement. Le résultat effectif correspond à cette conception, quoique, dans le cas de la figure 282, les phénomènes étudiés séparément soient plus complexes.

b. La sensibilité de ce dispositif avec l'emploi du téléphone semble être au moins aussi grande que celle d'un dispositif possédant le meilleur des détecteurs décrits au Chapitre X.

169. **Conséquences pratiques.** — *a.* On s'est demandé, à 163, jusqu'à quel point la syntonisation d'un récepteur pour oscillations amorties pouvait empêcher d'intercepter les télégrammes et le brouillage des stations. On va étudier maintenant cette question dans le cas des oscillations non amorties.

Il résulte déjà de 163 *a* que les oscillations non amorties présentent un avantage sur les oscillations amorties, en ce qui concerne le secret des télégrammes : plus l'amplitude nécessaire pour atteindre une portée donnée est faible, plus l'interception des télégrammes est difficile.

Pour la même raison, les oscillations non amorties présentent une plus grande garantie contre le brouillage systématique.

Pour ce qui est du brouillage réciproque de deux stations (et par suite aussi de leur aptitude à la télégraphie multiple), il suffit de réfléchir que les oscillations non amorties, par suite du couplage extrêmement lâche dans le récepteur et du très faible amortissement dans le système indicateur, présentent des avantages tout à fait spéciaux et garantissent une acuité de l'accord particulièrement élevée. Elles seraient donc tout à fait indiquées, si l'on avait dans l'émetteur les mêmes relations que pour les oscillations amorties. En fait, la fréquence pour les émetteurs non amortis n'est jamais bien constante, et toute irrégularité de la fréquence

abaisse considérablement l'acuité de l'accord. Les renseignements publiés jusqu'ici sont insuffisants, mais il semble bien que l'acuité de l'accord obtenue avec les oscillations non amorties n'a pas pu être beaucoup plus grande que celle obtenue avec les oscillations amorties (*).

b. Pour l'excitation par impulsion dans l'émetteur, il faut distinguer deux cas. Si la charge des condensateurs se fait par une bobine d'induction ou un transformateur à courant alternatif, l'amplitude des oscillations est très constante quand on emploie un nombre d'étincelles relativement peu élevé. Le faible amortissement des ondes obtenues par l'excitation par impulsion (montage de la figure 161) a alors son plein effet. Les oscillations obtenues sont alors très préférables aux oscillations amorties ordinaires, pour l'acuité de l'accord.

Quand on charge les condensateurs avec du courant continu et qu'on obtient ainsi un nombre de décharges très élevé (105), on a l'inconvénient que l'amplitude des oscillations de l'émetteur ne soit pas bien constante. De ce fait, l'acuité de l'accord peut être diminuée aussi bien que par une variation de fréquence. Les expériences actuelles ne sont pas assez nombreuses pour que l'on puisse juger ce qui pourrait être obtenu dans cette voie.

170. Récepteur pour téléphonie sans fil. — *a*. La figure 284 représente schématiquement le dispositif de Poulsen ([166]). Les systèmes I (antenne) et II (circuit à condensateur $C_1 S_1$) sont en couplage direct (ou électrique); les systèmes II et III (circuit à condensateur $C_2 S_2$) sont en couplage par induction. Le thermodétecteur Th est en dérivation sur une partie de l'enroulement S_2.

Plus l'amplitude des ondes reçues est forte, plus l'amplitude des oscillations est grande dans I, II et III, plus aussi la FEM excitée dans le thermo-détecteur est forte, ainsi que le courant qui en résulte dans le téléphone. A une oscillation de la forme de la figure 285 *a* correspond un courant dans le téléphone du genre représenté par la figure 285 *b*. On a dans le téléphone un courant dont la période correspond aux croissances et décroissances d'amplitude des oscillations de l'émetteur, c'est-à-dire un courant (**) dont la période est la même que

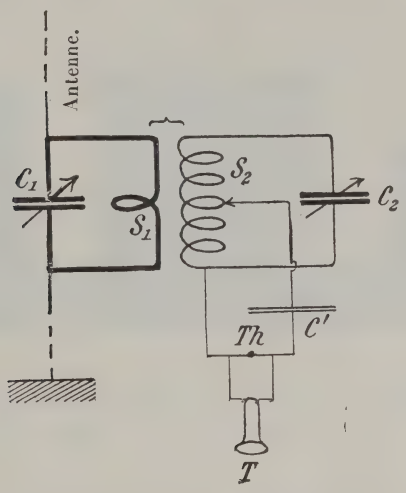
(*) L'Amalgamated Radiotelegraph C° ([165]) affirme que la double réception sur la même antenne est possible pour une différence de 5 pour 100 entre les longueurs d'onde. Ce n'est pas mieux que ce qu'on obtient avec les oscillations amorties. Dans le même traité, on suppose qu'on pourra abaisser cette différence entre les longueurs d'onde à 1 pour 100. Je n'ai pas su si ce résultat avait pu être obtenu.

(**) L'amplitude de ce courant dépend essentiellement de l'inertie du thermodétecteur et par suite de la manière dont s'effectue le refroidissement.

celle qui existe dans le microphone de l'émetteur pour le son correspondant.

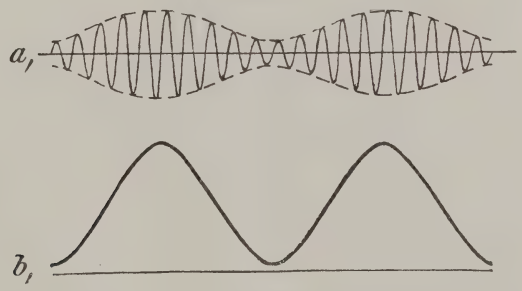
La réalisation technique se voit sur la moitié gauche de la figure 179.

Fig. 284.



C_1 C_2 sont des condensateurs à air variables; ils sont représentés individuellement (*fig.* 286 *a* et 286 *b*). Les bobines S_1 et S_2 sont représen-

Fig. 285.

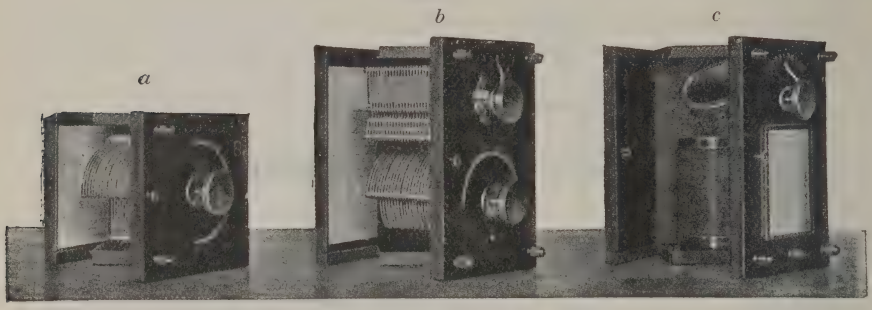


tées (*fig.* 286 *c*) à une plus grande échelle que les condensateurs ; la bobine supérieure est orientable, de sorte que le degré de couplage entre S_1 et S_2 puisse être changé.

b. La figure 287 représente le montage de la Compagnie de T.S.F. ([167]). Tandis que le dispositif de Poulsen est tel que la résonance ait une action particulièrement forte, dans le montage de la Compagnie de T.S.F. le détecteur électrolytique J ne se trouve pas dans un circuit

oscillant spécial (*) et est en dérivation sur la bobine S, qui constitue une partie du conducteur aérien; il ne peut se produire qu'une très faible action de résonance, à cause de l'amortissement relativement élevé du conducteur aérien. On empêche ainsi que l'action de la résonance ne vienne troubler la netteté de la parole : la variation en fonction du temps

Fig. 286.



de l'amplitude dans le système résonant s'écarte, en général, d'autant plus de la variation en fonction du temps de l'amplitude dans le système excitateur que l'amortissement du système résonant est plus faible.

La réalisation technique est en grande partie représentée sur la

Fig. 287.

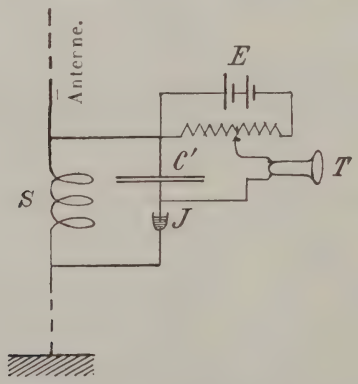


figure 177. Tout à fait à gauche, sur la table, se trouve le détecteur électrolytique. La bobine variable S, conçue comme le variomètre de la figure 96, est cachée par les lampes de gauche.

(*) C' est un condensateur d'arrêt de très forte capacité.

c. R.-A. Fessenden ([168]) a proposé un dispositif, qu'il a dénommé récepteur *Heterodyn*, qui doit remplacer dans son appareil de téléphonie sans fil le téléphone ordinaire. C'est une sorte de téléphone de résonance, dont l'aimant est remplacé par un noyau de fils de fer très fins. Le champ magnétique dans ces fils est créé par une bobine alimentée par le courant d'une dynamo à haute fréquence. La membrane du téléphone est constituée par une plaque de mica ; elle porte une toute petite bobine, par laquelle passent les oscillations du récepteur. Ces oscillations du récepteur provoquent un déplacement maximum de la membrane quand leur période, et par suite aussi la période de la dynamo à haute fréquence dans l'émetteur, est identique à la période de la dynamo à haute fréquence dans le récepteur. D'après les données de Fessenden, il n'y a pas un grand inconvénient à ce qu'une petite différence entre les périodes des deux machines donne naissance à des battements.

CHAPITRE XII.

LA TÉLÉGRAPHIE DIRIGÉE ([169]).

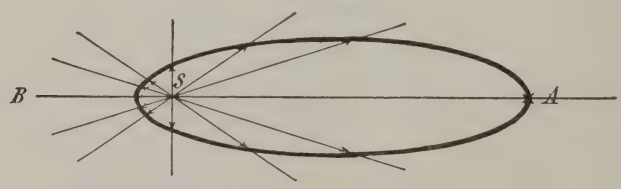
I. — Émetteurs pour télégraphie dirigée.

171. Caractéristique de l'action à distance. — L'objectif de la télégraphie dirigée est de limiter les ondes de l'émetteur à un secteur très étroit, de sorte que pour être impressionné le récepteur doive se trouver dans ce secteur. On n'est seulement arrivé, jusqu'ici, qu'à obtenir des émetteurs dont les ondes aient des amplitudes très différentes dans les différentes directions.

a. La construction suivante donne une représentation frappante de la manière dont les ondes peuvent être dirigées, c'est-à-dire de la différence entre l'action des ondes dans les différents secteurs.

On mesure l'amplitude des ondes émises à une distance déterminée de l'émetteur et dans les diverses directions ; on porte en vecteurs les valeurs de cette amplitude dans la direction pour laquelle chacune d'elles a été mesurée (*fig.* 288), et l'on réunit l'extrémité de ces vecteurs

Fig. 288.



par une courbe. Cette courbe, *caractéristique de l'action à distance*, donne alors immédiatement une idée d'ensemble sur l'utilisation possible de l'émetteur considéré pour la télégraphie dirigée.

La caractéristique de tous les émetteurs symétriques verticaux est un cercle. Si l'on obtient comme caractéristique la courbe de la figure 289, on en conclut que l'émetteur considéré envoie des ondes dans toutes les directions, mais que son action dans la direction SB est beaucoup plus faible que dans toutes les autres directions. Le cas de la

figure 290 représente un émetteur bien plus favorable ; il n'émet à peu près aucune onde dans la direction SB et il émet des ondes très fortes dans la direction SA ; si l'on s'écarte un tant soit peu de la direction SA, l'amplitude diminue rapidement. L'objectif de la T. S. F. dirigée serait atteint avec un pareil émetteur, car les ondes sont pratiquement limitées à un faible secteur.

b. La caractéristique d'un émetteur dépend en général de la distance (*) à laquelle l'amplitude est mesurée. Pour être précis, on ne doit donc parler que de la caractéristique pour une distance déterminée.

Quand la distance est sans contredit plusieurs fois plus grande que

Fig. 289.

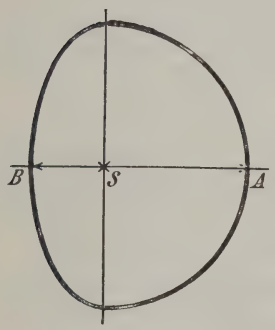
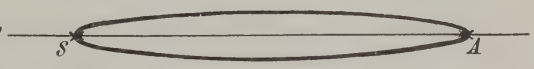


Fig. 290.



la longueur d'onde de l'oscillation, en général la forme de la caractéristique ne change plus sensiblement quand on augmente la distance (**). On peut donc parler de *la* caractéristique de l'action à distance d'un émetteur pour les grandes distances. On obtiendra également cette caractéristique en portant comme vecteurs, dans les directions correspondantes, les différentes portées de l'émetteur.

Pour les distances de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde, au contraire, la forme de la caractéristique dépend beaucoup de la distance. Si l'on a donc déterminé par des mesures à une distance relativement faible la caractéristique correspondante d'un émetteur, on ne peut tirer aucune conclusion sur la caractéristique à grande distance et par suite sur l'utilisation pratique de l'émetteur. Même lorsqu'on a constaté qu'à une faible distance un émetteur avait une caractéristique très

(*) On ne considère pas, dans ce qui suit, l'influence que peuvent avoir une répartition de terre et d'eau ou les autres influences locales; on suppose toujours un sol homogène.

(**) C'est un fait certain pour les émetteurs rayonnant au-dessus d'un sol bon conducteur; pour un sol mauvais conducteur cela n'est que très vraisemblable.

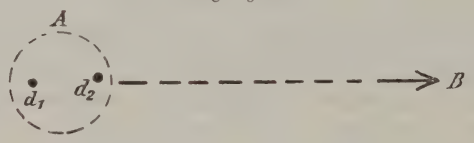
avantageuse, il peut se faire qu'à une plus grande distance sa caractéristique se transforme progressivement en un cercle.

172. Emploi de miroirs. — On peut penser à employer des miroirs paraboliques pour réaliser le cas très favorable de la figure 290, ainsi que l'a fait Hertz dans ses expériences bien connues. De fait, on a souvent proposé d'employer de tels miroirs, formés de plaques ou de fils, pour émettre des ondes dans une direction donnée. Marconi a utilisé ce procédé dans ses premières recherches. Ces dispositifs avaient leur raison d'être quand on employait des ondes très courtes; maintenant, la longueur des ondes émises en pratique varie de 600^m à 3000^m. Pour qu'un miroir puisse avoir la même action qu'en Optique, ou dans les expériences de Hertz, il faudrait que ses dimensions ne fussent pas petites par rapport à la longueur des ondes à réfléchir, condition qu'il est évidemment impossible de réaliser.

173. Recherches sur les écrans (J. Zenneck). — L'auteur avait cherché, il y a longtemps déjà (1900), à réaliser de la manière suivante un dispositif présentant une caractéristique dans le genre de celle de la figure 289, avec minimum de rayonnement dans une direction SB.

Pour cela, à l'une des stations A (Kugelbake, près de Cuxhaven), on avait disposé deux fils verticaux d_1 d_2 (*fig.* 291) de 30^m de longueur,

Fig. 291.



à une distance d'environ 6^m l'un de l'autre. La station réceptrice B (phare d'Altenbruch), distante de A d'environ 9^{km}, se trouvait à peu près, mais pas exactement, dans la direction d_1 d_2. La puissance de l'émetteur était telle, que, lorsqu'un seul des fils aériens était en place, les télégrammes arrivaient bien à Altenbruch, mais pas à une distance double. Le coefficient de sécurité était donc un peu inférieur à 2. Les expériences suivantes furent faites.

1° d_1 utilisé comme émetteur, d_2 non mis à la terre; les télégrammes sont parfaitement nets en B ;

2° d_1 émetteur, d_2 à la terre ; rien en B ;

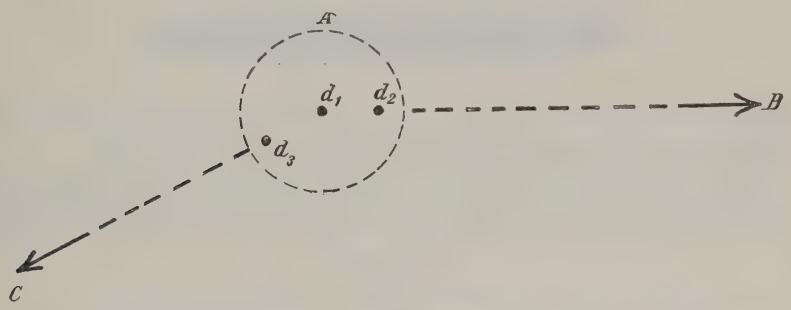
3° d_2 émetteur, d_1 à la terre ; télégrammes parfaitement nets en B.

On pouvait conclure, de 1 et de 2, qu'il était possible d'affaiblir considérablement la portée dans une direction donnée, au moyen d'un fil

tendu parallèlement à l'émetteur et en mettant ce fil à la terre; on pouvait conclure, de 3, que ce fil mis à la terre n'affaiblissait pas sensiblement la portée dans la direction opposée.

Enfin, de ces expériences, il ne subsistait aucun doute sur la possibilité, pour une station A, de télégraphier à une station B des messages qu'une station C également distante de A ne reçût pas (ou inversement), à condition que dans la station A le fil d_1 fût utilisé comme émetteur, d_2 isolé et d_3 mis à la terre (ou d_2 mis à la terre et d_3 isolé) (*fig.* 292).

Fig. 292.



Plus récemment, ces expériences ont été reprises par la Compagnie de T. S. F. et les résultats précédents ont été confirmés. On a reconnu qu'il était nécessaire, pour l'efficacité de l'action du fil écran, qu'il fût accordé sur les oscillations de l'émetteur, ce qui était le cas quand on mettait ce fil à la terre dans les expériences précédentes. On n'a pas poussé les recherches suffisamment pour déterminer jusqu'à quel point on pouvait parvenir dans cette voie. En tout cas, l'application de cette méthode présente de grandes difficultés pratiques.

174. Antenne double à l'écartement d'une demi-longueur d'onde. — (*A. Blondel*) ([170]). — Le principe (*) est le suivant : On utilise deux antennes semblables, dans lesquelles le courant diffère de 180° dans la phase, et qui sont distantes d'une demi-longueur d'onde (*fig.* 293).

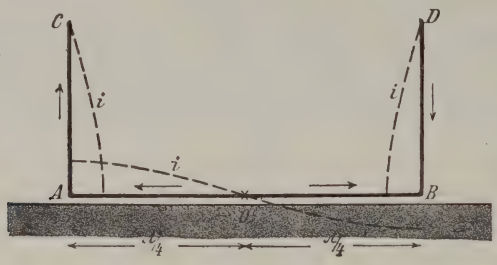
Comme on peut le déduire facilement de 27, les champs des deux antennes se retranchent pour un point situé dans la direction normale à AB passant par le point O; pour un point situé dans le plan des deux antennes les deux champs s'ajoutent, car ils sont de même phase (**) :

(*) Ce dispositif et d'autres analogues ont été proposés par divers auteurs, en particulier par J.-St. Stone ([170]).

(**) Les courants dans les antennes diffèrent de 180° dans la phase, mais les chemins que les ondes ont à parcourir diffèrent également de $\frac{1}{2}$ longueur d'onde (*voir* 27 *a*).

on a dans cette direction une action maxima. La caractéristique à grande distance d'une telle paire d'émetteurs est représentée (*fig.* 294),

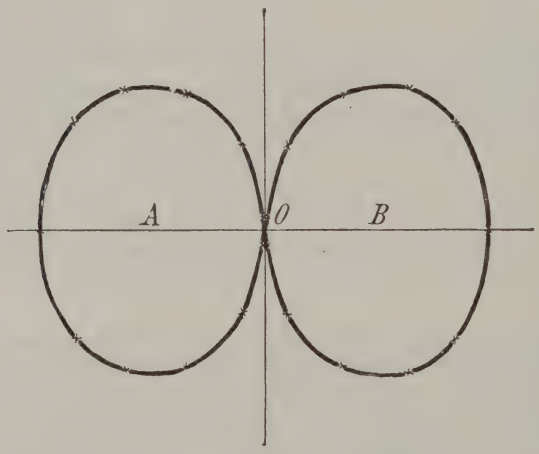
Fig. 293.



en supposant que les émetteurs se trouvent sur un sol très bon conducteur et que par suite les relations de 27 soient applicables.

On obtient des oscillations de l'espèce représentée par la figure 293, en couplant l'émetteur double, à l'un de ses deux ventres de courant,

Fig. 294.



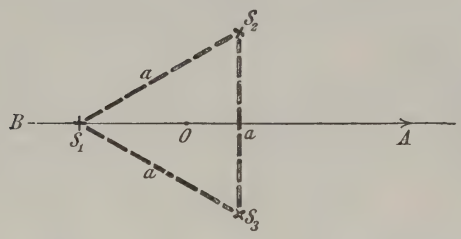
avec un circuit à condensateur accordé sur l'oscillation supérieure de l'émetteur double représentée sur la figure 293.

Sur une indication de A. Blondel, Ferrié a fait quelques recherches avec ce dispositif ; elles ont montré son efficacité, mais n'ont pas été étendues à une assez grande distance pour qu'on puisse décider sûrement de la valeur du procédé.

175. **Antennes multiples à oscillations de phases différentes** (F. Braun) ([171]). — *a.* La figure 295 représente un des dispositifs avec lesquels

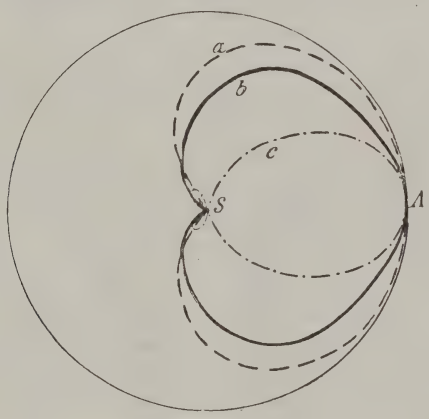
F. Braun a fait des expériences. Dans les antennes $S_2 S_3$, les oscillations ont même phase, dans l'antenne S_1 l'oscillation présente avec les précé-

Fig. 295.



dentes une différence de phase de 270°. Les amplitudes de S_1, S_2, S_3 sont dans le rapport 1 : 0, 5 : 0,5; la distance a est égale à $\frac{\lambda}{4}$. Dans ce cas, pour un sol bon conducteur, le calcul donne comme caractéristique la courbe b de la figure 296, c'est-à-dire que le rayonnement est

Fig. 296.



maximum dans la direction SA et est à peu près nul dans la direction opposée. Les expériences ont montré que l'action était particulièrement forte dans la direction SA, vérifiant ainsi les calculs, et que dans la direction opposée, si l'action n'était pas tout à fait nulle, elle était du moins extraordinairement plus faible (*).

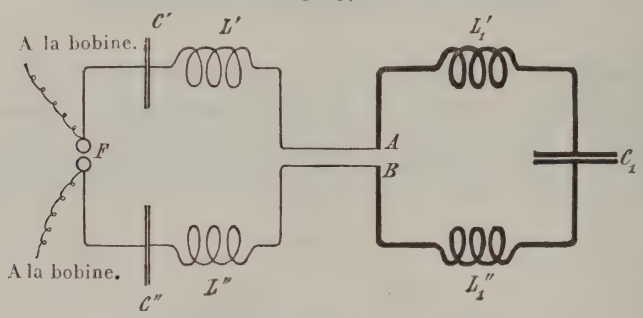
(*) Dans une expérience, par exemple, l'instrument de mesure dans le récepteur indiquait 30 divisions pour la direction SA et 2 divisions pour la direction opposée.

On obtient théoriquement une caractéristique encore plus avantageuse (courbe *c*, *fig.* 296) avec quatre antennes convenablement disposées.

b. La difficulté principale dans l'application de ce procédé consistait dans l'obtention des différences de phase prescrites (*). L. Mandelstam et N. Papalexi ([172]) y sont parvenus par une méthode tirée des considérations suivantes :

1° Le circuit à condensateur FC′ AC₁ BC″ F (*fig.* 297) peut être mis en oscillations. Soient $\mathcal{V}$ la tension entre les points B et A, $\mathcal{V}_1$ la tension entre les armatures du condensateur C_1, $\mathcal{E}_i$ la FEM induite le long

Fig. 297.



de $AL'_1 C_1 L''_1 BA$; on a, pour une très faible résistance ohmique, approximativement $\mathcal{V} = \mathcal{V}_1 + \mathcal{E}_i$.

$\mathcal{V}_1$ est en avance sur le courant i de 90° dans la phase, $\mathcal{E}_i$ en retard de 90°. Les courbes d'oscillation sont donc celles de la figure 298.

2° Si l'on réunit maintenant les points A et B par une bobine ayant une inductance extrêmement élevée, les oscillations rapides du circuit à condensateur suivent leur cours comme lorsque la bobine n'existait pas. Par contre, pour le temps pendant lequel le circuit à condensateur est chargé par la bobine d'induction, la bobine met en court-circuit le condensateur C_1. La tension $\mathcal{V}_1$ doit donc être initialement nulle ; elle ne peut pas, comme le représente la figure 298, avoir initialement une valeur maxima.

Il faut, par suite, ajouter à la tension variable de la figure 298 une tension constante, dont la grandeur soit égale à l'amplitude de la tension variable $\mathcal{V}_1$ de la figure 298. Les courbes de $\mathcal{V}$ et de $\mathcal{V}_1$ se déplacent donc; elles sont représentées par la figure 299 quand $\mathcal{V}_{10} > \mathcal{E}_{i_0}$ et par la

(*) La méthode qu'on utilise dans la technique des courants alternatifs et qui consiste en une bifurcation de résistances inductives et non inductives n'est pas applicable dans le cas actuel, parce que les résistances non inductives devraient être tellement élevées que l'amortissement serait augmenté dans des proportions inadmissibles.

figure 300 dans le cas contraire. Il est essentiel, pour ce qui suit, que dans le premier cas, c'est-à-dire quand $\mathcal{V}_{10} > \mathcal{E}_{i_0}$ ou, ce qui revient

Fig. 298.

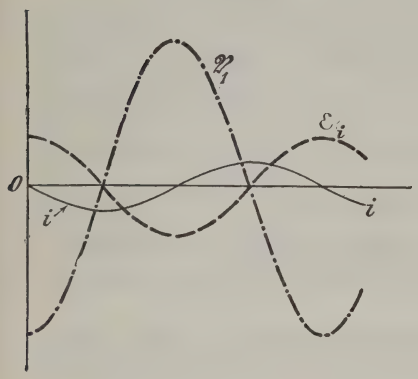
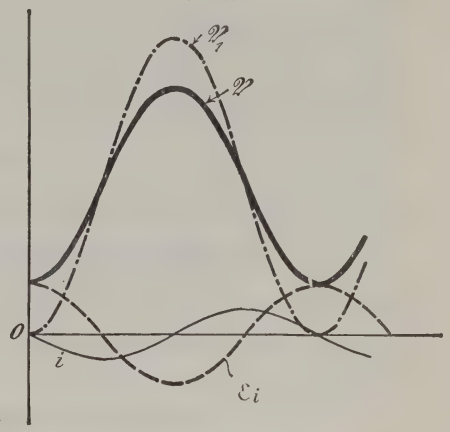
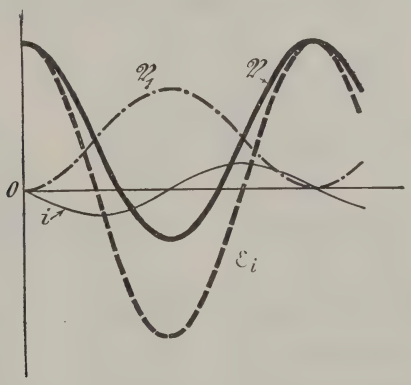


Fig. 299.



au même, que $\frac{1}{\omega C_1} > \omega L_1$, c'est-à-dire quand la capacitance du circuit AC_1B est plus grande que l'inductance, le maximum de la tension $\mathcal{V}$ ait lieu après une demi-période du circuit à condensateur

Fig. 300.



$FC'AC_1BC''F$. Dans le second cas, qui n'est pas intéressant dans la suite, le maximum de $\mathcal{V}$ se produit immédiatement dès que les oscillations s'établissent.

3° On passe maintenant du dispositif de la figure 297 à celui de la figure 301. L'éclateur F_1 est mis à la distance d'éclatement maxima, c'est-à-dire de manière qu'il ne passe d'étincelle par cette voie que

lorsqu'une étincelle s'établit en F ; les circuits à condensateur I (*) et II sont accordés l'un sur l'autre.

Si maintenant on fait éclater une étincelle en F, le circuit à condensateur II et le circuit à condensateur $FC'AC_1BC''F$ entrent simultanément en oscillations. L'étincelle en F_1 et par suite les oscillations propres du circuit I ne se produisent que quand la tension $\mathcal{V}$ a atteint son maximum en F_1, c'est-à-dire après une demi-période du circuit à condensateur $FC'AC_1BC''F$. Comme on peut faire varier dans certaines limites la période de ce circuit à condensateur en modifiant les bobines L' et L'', on a ainsi le moyen de mettre en train les oscillations propres du circuit à condensateur I après les oscillations du circuit à condensateur II, de l'intervalle de temps que l'on désire, c'est-à-dire de donner aux oscillations du circuit I la différence de phase que l'on voudra par rapport aux oscillations du circuit II.

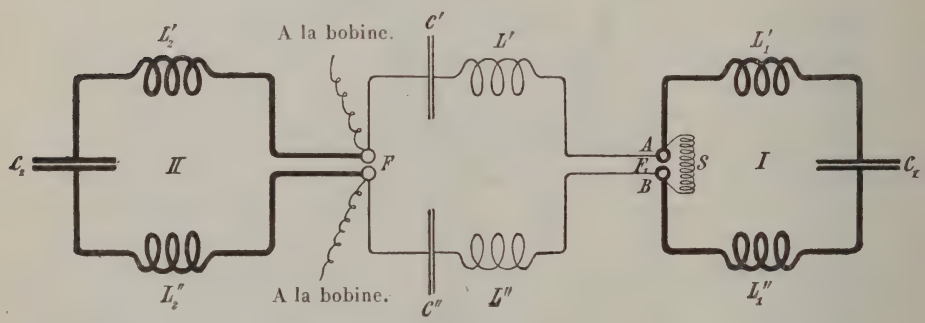
c. Pour l'application pratique de la méthode, on doit encore remarquer que :

1° Il faut avant tout réaliser l'hypothèse $\frac{1}{\omega C_1} > \omega L_1$; ce qui revient à dire, d'après 5*a*, que la fréquence du circuit à condensateur $FC'AC_1BC''F$ doit être plus faible que celle du circuit à condensateur I.

2° Il est avantageux de rendre la capacité résultante des condensateurs $C'C''$ égale à la capacité des condensateurs C_1 ou C_2 ; le degré d'action du système complet sera alors maximum.

3° Les trois parties qui composent le dispositif (*fig.* 301) ne doivent

Fig. 301.



pas induire sensiblement les unes sur les autres ; sinon, les phénomènes seraient beaucoup plus complexes que ceux que l'on vient de décrire.

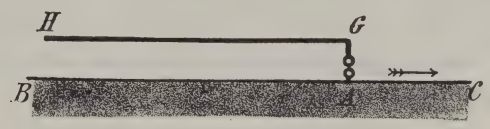
4° Afin que l'étincelle en F_1 s'établisse effectivement dès que la tension y est maxima, on recommande de projeter les rayons ultra-

(*) C'est-à-dire $F_1 L_1' C_1 L_1'' F_1$.

violets de l'étincelle F sur l'éclateur F_1, ou d'employer un procédé quelconque d'ionisation au voisinage de F_1.

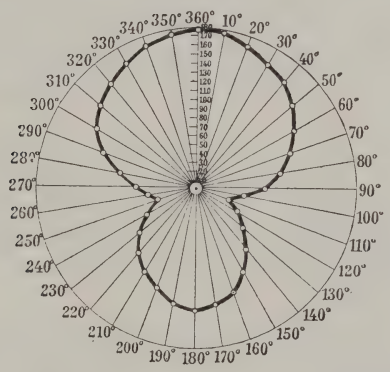
176. Émetteur horizontal de Marconi ([173]). — Les plus grands succès obtenus jusqu'ici en télégraphie dirigée l'ont été par Marconi. Il utilise un émetteur composé d'une longue partie horizontale et d'une partie verticale plus courte; la figure 302 en donne le schéma le plus simple (*).

Fig. 302.



Marconi a trouvé qu'à une distance d'une longueur d'onde environ la caractéristique de cet émetteur était celle représentée par la figure 303 (**),

Fig. 303.



mais il ne s'ensuit pas du tout qu'il en soit de même à grande distance (171 *b*).

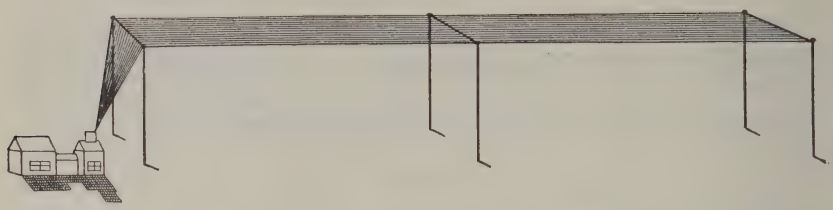
Toutefois, Marconi a établi que, pour les grandes distances, l'action dans la direction AC était bien supérieure à celle dans la direction opposée. La caractéristique à grande distance doit donc avoir une bien plus grande dimension dans la direction AC que dans la direction inverse.

(*) Dans ses expériences, Marconi a trouvé que la dimension la meilleure pour la partie horizontale était $\frac{1}{5}$ de longueur d'onde. La figure 303 donne la caractéristique trouvée dans ces conditions.

(**) D'après *Proc. Royal. Soc.*, A 77, 1906, page 415. La direction 360° correspond à la direction AC de la figure 302.

La figure 304 (*) représente schématiquement un émetteur installé

Fig. 304.



d'après le type de la figure 302. Il est utilisé par Marconi pour ses stations transatlantiques ([173a]).

177. Émetteurs dirigés de G. Bellini et A. Tosi ([174]). — La particularité de ces émetteurs (**) est la présence de deux conducteurs aériens obliques, qui sont formés soit par des portions d'un oscillateur ouvert (*fig.* 305), soit par des portions d'un circuit à condensateur

Fig. 305.

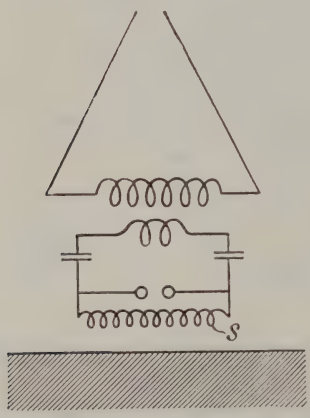
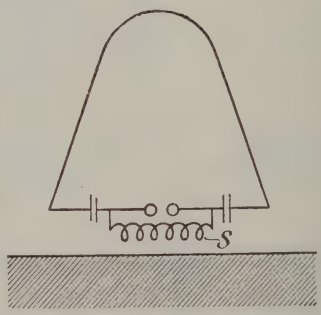


Fig. 306.



(*fig.* 306). D'après les expériences faites aux environs de Dieppe avec ces émetteurs, ils exercent une action maxima dans le plan des conducteurs aériens et une action minima dans la direction perpendiculaire. La caractéristique de l'action à distance était à peu près de la forme de celle de la figure 294.

(*) D'après l'Annuaire de T. S. F., 1, 1908, page 608.

(**) C'est une combinaison de l'antenne double de A. Blondel (174) et de l'antenne inclinée de A. Braun (180).

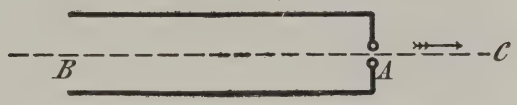
De plus, Bellini et Tosi ont établi une combinaison de l'émetteur de la figure 305 avec un autre émetteur rayonnant symétriquement dans toutes les directions. Cette combinaison permet d'obtenir un maximum prononcé du rayonnement dans une direction unique.

En outre, Bellini et Tosi ont employé une combinaison de deux émetteurs, tels que celui de la figure 305, dont les plans sont perpendiculaires entre eux. La direction dans laquelle cette combinaison a un rayonnement maximum dépend du rapport des amplitudes dans les deux émetteurs. Au moyen d'un appareil très simple (radiogoniomètre), imaginé par Bellini et Tosi, on peut arbitrairement choisir ce rapport et par suite la direction du rayonnement maximum.

178. Mode d'action des émetteurs pour télégraphie dirigée (J. Zenneck) ([175]) — *a*. L'action des émetteurs étudiés dans les articles 176 et 177 ne s'explique pas suffisamment, si l'on admet que la Terre est extrêmement bonne conductrice.

Soit, par exemple, l'émetteur de Marconi de la figure 302. Quand on suppose que la Terre est extrêmement bonne conductrice, on est autorisé à remplacer l'émetteur de la figure 302 et l'action du sol par l'émetteur de la figure 307 sans terre (120 *a*), et à calculer le champ de

Fig. 307.



cet émetteur d'après l'action des éléments de courant de l'antenne pris un à un (276 *b*). Pour un sol plan, l'action sur un récepteur à la surface de la Terre serait définie par le champ dans le plan équatorial et par suite aussi par le rayonnement d'énergie dans ce plan, qui se confondrait avec la surface terrestre.

Pour le champ dans le plan équatorial, les influences des deux parties horizontales de l'antenne (*fig.* 307) se contrarieraient d'autant plus qu'on s'éloignerait de l'émetteur. Pour les grandes distances, qui sont les seules à considérer en T. S. F., on n'aurait plus pratiquement à envisager que l'action de la partie verticale, et celle-ci par raison de symétrie est la même dans toutes les directions. L'émetteur ne pourrait pas être utilisé pour la télégraphie dirigée.

Puisqu'en fait l'émetteur agit, d'après les expériences de Marconi, comme émetteur dirigé, c'est que la mauvaise conductibilité de la Terre joue un rôle essentiel dans son action.

b. Il faut donc rechercher quelle pourrait être l'influence de cette mauvaise conductibilité, tout d'abord si la surface terrestre était plane.

Il faut toujours supposer que la conductibilité est assez grande pour que la Terre conduise les ondes le long de sa surface. Les relations des articles 121 et suivants sont alors applicables. Il est évident que la direction du champ électrique à la surface de la Terre n'est pas normale à cette surface. L'angle que fait le champ électrique avec la surface de la Terre varie pendant une période. Dans les considérations qualitatives qui suivent, on considère une valeur moyenne α, de telle sorte que le champ électrique E à la surface de la Terre est de la forme représentée par la figure 308. Il en résulte la direction Σ de la figure 308

Fig. 308.

pour le rayonnement d'énergie qui, on le sait, est normale tout à la fois aux directions des champs électrique et magnétique. L'énergie pénétrera donc de l'air dans le sol. Par ailleurs, toute énergie doit, en définitive, provenir de l'émetteur. Les courbes donnant la direction du rayonnement entre l'émetteur et le récepteur devront donc avoir à peu près la forme indiquée par les courbes en traits de la figure 309.

Fig. 309.

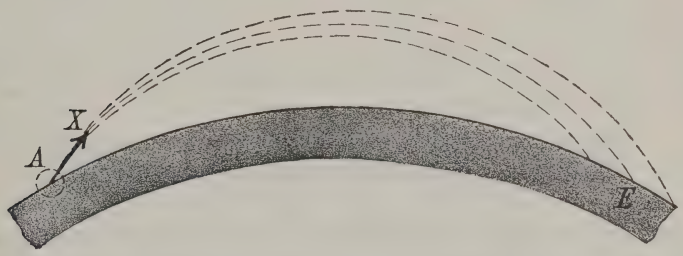
Cela voudrait dire que, pour l'action de l'émetteur A sur le récepteur E, ce n'est pas le rayonnement de l'émetteur dans la direction de la surface terrestre qu'il faut considérer, mais le rayonnement dans une direction AX (*fig.* 309) faisant un angle important avec la surface de la Terre (direction effective du rayonnement).

La sphéricité de la Terre n'apporte aucune modification essentielle. Les courbes de rayonnement auront à peu près la forme donnée dans

la figure 310, et la seule différence pourra consister en ce que la direction AX, qui actuellement correspond à l'action sur le récepteur E, fera encore un angle plus grand avec la surface de la Terre.

La considération suivante est essentielle. La direction effective du rayonnement de l'émetteur doit, pour un récepteur donné, évidemment différer d'autant plus de l'horizontale que la direction du rayonnement à l'emplacement du récepteur (Σ, *fig.* 308) est plus oblique et que la distance entre l'émetteur et le récepteur est plus grande. Pour un récepteur situé sur mer, la direction du rayonnement (Σ, *fig.* 308) n'est que peu inclinée sur l'horizontale (120). Si donc l'émetteur et le récepteur sont séparés par de la mer et que le récepteur se trouve à bord

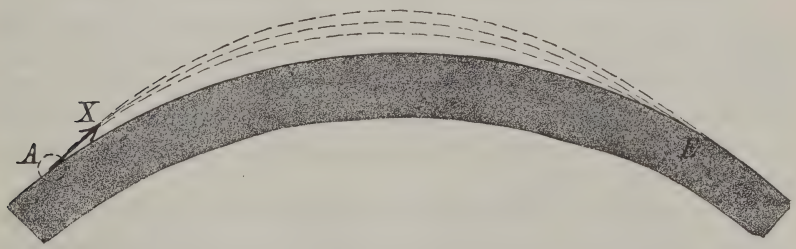
Fig. 310.



d'un navire, la direction effective du rayonnement (AX) de l'émetteur ne doit être fortement inclinée sur l'horizontale que si la distance séparant l'émetteur du récepteur est très considérable (*fig.* 311).

Le résultat est donc le suivant : Pour l'action d'un émetteur A sur un

Fig. 311.

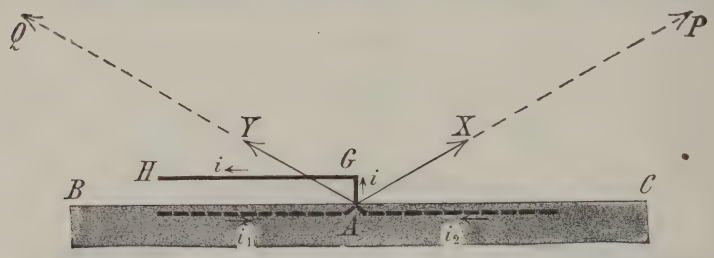


récepteur E, il faut considérer le rayonnement de l'émetteur dans une direction qui fasse un angle plus ou moins grand avec la surface de la Terre. Ce cas est à envisager pour des distances relativement peu considérables au-dessus d'une terre ferme moyennement conductrice et pour des distances beaucoup plus élevées au-dessus de la mer.

c. Pour établir si un émetteur AGH (*fig.* 312) fournit un champ

plus fort dans une direction AC que dans la direction opposée AB, il faut rechercher le rapport entre le rayonnement dans la direction effective AX et le rayonnement dans la direction effective AY. Pour cela, on considère un point P dans la direction AX (ou Q dans la direction AY), dont l'éloignement soit assez grand pour que le champ électromagnétique en ce point ait déjà la forme qu'il doit avoir à grande distance, mais soit cependant suffisamment faible pour que le champ électrique y soit déterminé en majeure partie par les courants dans l'antenne et dans les environs immédiats de celle-ci. Le carré de

Fig. 312.



l'intensité du champ au point P (ou au point Q) est alors approximativement proportionnel au rayonnement dans la direction AX (ou AY), ce qui est une conséquence de 28 *a* et de la proportionnalité de E et de M.

Les courants qui sont à considérer pour le champ en P (ou en Q) sont alors le courant *i* dans l'antenne AGH elle-même et les courants qui vont du pied de l'antenne dans le sol.

Si l'on applique les relations de 27 *c* au courant dans l'antenne, on se rend compte que le champ provenant de la partie verticale AG de l'antenne est renforcé au point P par le champ provenant du courant dans la partie horizontale GH de l'antenne (*). Ces deux champs s'affaiblissent au contraire mutuellement au point Q. Autant que le champ provient du courant dans l'antenne elle-même, l'amplitude doit être plus grande en P qu'en Q.

Les courants telluriques de A ne changent rien d'essentiel à ce résultat.

Pour le champ au point P (ou au point Q), la composante de ces courants telluriques dans le plan AGH intervient seule. On peut donc remplacer ces courants telluriques par les courants linéaires i_1 et i_2 (*fig.* 312). Le courant i_2 agit, aussi bien pour le champ en P que pour

(*) Vus de P, les courants dans la partie horizontale et la partie verticale de l'antenne ont même direction; vus de Q, ils ont des directions opposées.

le champ en Q, dans la même direction que le courant dans la partie horizontale de l'antenne, et le courant i_1 agit dans la direction opposée.

On se rend facilement compte que l'amplitude de i_1 est généralement supérieure à celle de i_2. L'action des courants telluriques a donc pour effet essentiel d'affaiblir un peu le champ de la partie horizontale de l'antenne.

On peut donc considérer le résultat suivant comme acquis : l'amplitude du champ électrique au point P doit être plus grande que celle du champ électrique au point Q ; il s'ensuit que le rayonnement dans la direction AX est plus grand que dans la direction AY. De ceci et de *b* on conclut : Le champ électrique est plus fort pour les points de la surface de la Terre situés dans la direction AC que pour les points correspondants situés dans la direction AB ; l'émetteur doit agir comme émetteur dirigé.

d. On peut encore déduire ce qui suit de ce qui a été dit. D'après *c*, la différence entre l'action dans la direction AC et l'action dans la direction AB doit être d'autant plus forte que le courant i_2 est moins faible en comparaison de i_1 (*fig.* 312).

1° Le courant i_2 peut être renforcé sur un sol mauvais conducteur en étendant au pied de l'antenne, sur le sol ou légèrement en dessous de la surface du sol, un réseau de fils dans la direction AC.

Ce dispositif paraît efficace, d'après les expériences actuelles.

2° Dans le cas d'une surface terrestre très bonne conductrice (eau de mer par exemple), on peut appliquer la règle de 120 *a* et supposer i_1 nul. Le courant i, image du courant i, doit alors complètement annuler l'action de la partie horizontale de l'antenne. Un émetteur comme celui de la figure 302 ne peut donc donner qu'une très faible orientation des ondes, lorsqu'il se trouve sur mer (*). Ce fait semble également confirmé par l'expérience ([176]).

Le mode d'action des autres émetteurs pour la télégraphie dirigée, particulièrement celui des antennes obliques, s'explique intégralement par les conceptions précédentes.

II. — Récepteurs pour télégraphie dirigée.

Le but qu'on se propose est de réaliser un récepteur ne recevant pratiquement que les ondes arrivant dans une direction parfaitement déterminée. On n'est parvenu jusqu'ici qu'à obtenir des récepteurs

(*) Mais il réussit, quand on le place sur la terre ferme à une distance relativement faible de la côte.

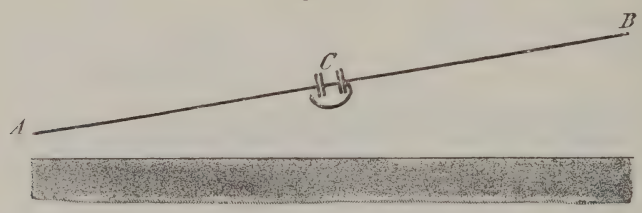
réagissant mieux sur les ondes venant d'une direction déterminée que sur les ondes arrivant dans les autres directions.

179. Antenne double à l'écartement d'une demi-longueur d'onde ([170]). — La simple réflexion montre que l'antenne double de la figure 293, employée comme conducteur aérien d'un récepteur, doit avoir une réception optima pour les ondes dont la direction de propagation est située dans le plan des deux antennes.

Ce dispositif a été proposé de divers côtés (*); F. Braun et de Sigsfeld l'ont employé avec succès dans leurs recherches sur l'orientation.

180. Antennes obliques. — *a.* Déjà en 1902, F. Braun ([171]) avait fait avec succès des recherches avec la forme d'antennes de la figure 313

Fig. 313.



(AB est l'antenne, C un circuit à condensateur accordé, en couplage direct avec l'antenne). L'angle fait par l'antenne avec la surface terrestre était d'environ 5°. On a établi alors qu'un pareil récepteur est excité d'une manière particulièrement énergique par les ondes dont la direction de propagation est située dans le plan vertical du récepteur (**); il l'est très peu par les ondes qui arrivent normalement à ce plan.

b. Les antennes de E. Bellini et A. Tosi ([174]) ont une réception optima avec les ondes dont la direction de propagation est dans le plan des antennes; elles se rattachent également aux antennes obliques. Deux dispositifs, avec lesquels on a fait à Dieppe des expériences fructueuses, sont représentés schématiquement par les figures 314 et 315 (***); D désigne un détecteur. Bellini et Tosi emploient également pour la réception les combinaisons dont il a été parlé à 177. L'emploi du radiogonomètre leur permet de déterminer la direction d'où viennent les ondes.

(*) Par exemple A. Blondel, J.-St. Stone ([170]).

(**) D'après 182 *b*, il est vraisemblable que cela n'est exact que pour les ondes dont la direction de propagation est AB, et non pour celles dont la direction est BA.

(***) Tiré de l'*Annuaire de T. S. F.*, 1, 1908, page 602.

181. Antennes en boucle ([177]). — D'après les renseignements de sources les plus diverses, ces antennes en boucle (*fig.* 316), employées comme

Fig. 314.

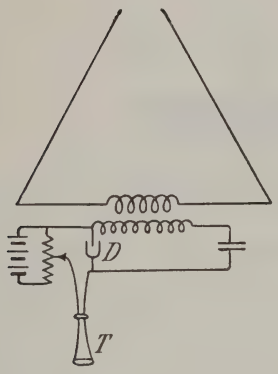
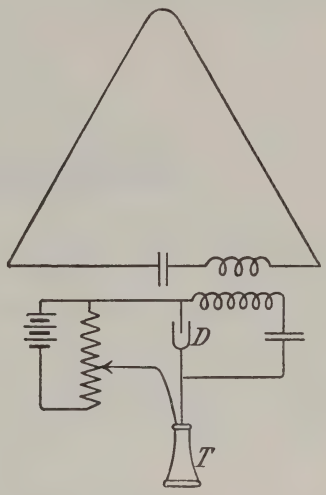


Fig. 315.



antennes réceptrices, sont excitées différemment par les ondes de directions différentes.

Dans la plupart de ces antennes, les fils verticaux sont assez élevés

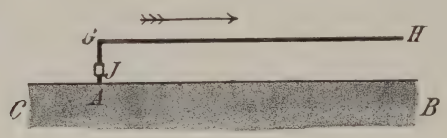
Fig. 316.

relativement à leur écartement; toutefois, un modèle proposé par de Forest est composé d'un rectangle dont le côté vertical est plus court que le côté horizontal.

182. Antennes horizontales. — *a.* De Forest ([177]) avait indiqué en 1901 qu'une antenne horizontale, dont une extrémité est mise à la terre par l'intermédiaire d'un détecteur, reçoit particulièrement bien les ondes ayant la direction de la flèche de la figure 317. Marconi, pour ses recherches sur la télégraphie dirigée, a employé à peu près le même dispositif.

Marconi a établi, par des expériences à grande distance ([173]), que cette antenne réagit bien surtout sur les ondes ayant la direction de la flèche de la figure 317; construite avec soin, elle ne réagit que faiblement sur les ondes de direction opposée. L'action des ondes arrivant norma-

Fig. 317.

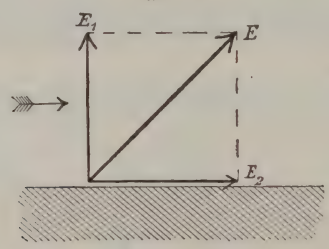


lement au plan de la figure est comprise entre ces deux extrêmes. La caractéristique de cette antenne comme réceptrice doit donc être analogue à la caractéristique de la même antenne employée comme émettrice (*fig.* 303).

b. Le mode d'action de ce récepteur (*) s'explique, au moins qualitativement, de la manière suivante (J. Zenneck) ([178]).

1° Pour simplifier les relations, on supposera (**) d'abord que le

Fig. 318.



champ électrique produit par l'émetteur est essentiellement un champ alternatif fortement incliné sur la verticale (121 *a* et *b*); sa direction est celle de E (*fig.* 318). Soient E_1 la composante verticale de l'intensité du champ électrique, E_2 la composante horizontale. La tension excitée par ce champ le long de l'antenne se compose de la tension le long de AG (*fig.* 319), pour laquelle n'intervient que la composante verticale E_1, et de la tension le long de GH, qui n'est due qu'à la composante horizontale E_2. D'après l'hypothèse faite, les composantes horizontale et verticale ont même phase; les tensions le long de AG et GH se renforcent donc, c'est-à-dire que l'amplitude de la tension le

(*) Le fonctionnement des autres récepteurs pour télégraphie dirigée s'explique de la même manière.

(**) En fait, on devrait aussi considérer le champ électrique et le courant dans le sol.

long de l'antenne totale AGH sera plus grande que la tension induite dans la partie verticale seule AG.

Si l'on tourne maintenant le récepteur de manière à obtenir la

Fig. 319.

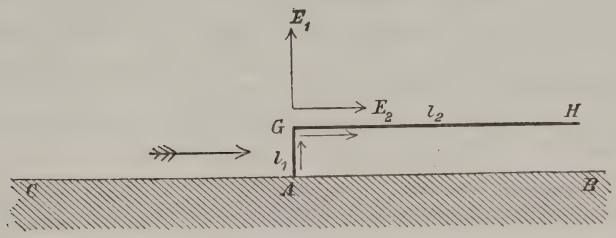
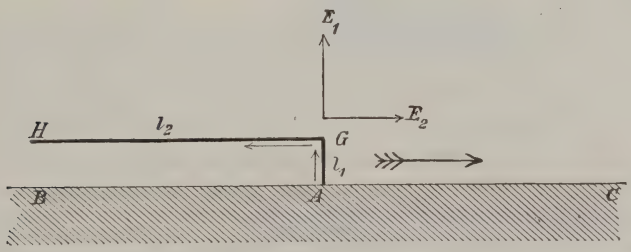


figure 320, l'amplitude de la tension le long de AGH sera plus petite que celle de la tension induite dans la partie AG seule, parce que la tension en GH agit en sens contraire de celle en AG.

Si l'on dispose enfin le récepteur de telle sorte que son plan soit

Fig. 320.



perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde, la composante horizontale E_2 n'a à peu près aucune action.

On en conclut (*) que : l'action de l'onde sur le récepteur a sa valeur maxima pour la position de la figure 319, sa valeur minima pour la position de la figure 320; dans le cas où le plan du récepteur est perpendiculaire à la direction de l'onde, la valeur obtenue est la moyenne des deux valeurs précédentes.

2° Quand le champ électrique à la surface de la Terre n'est pas un champ alternatif pur, mais qu'il possède une composante de champ tournant plus ou moins considérable (121 *a* et *b*), les composantes horizontale et verticale du champ électrique ne sont plus de même phase. Comme toutefois la différence de phase est comprise entre 0°

(*) En supposant que l'action sur la partie verticale de l'antenne surpasse l'action sur la partie horizontale.

et 45°, il demeure acquis que la position de la figure 319 donne un maximum d'action, celle de la figure 320 un minimum. La différence entre ces deux valeurs est d'autant plus faible que la différence de phase est plus grande.

c. L'utilisation possible d'un récepteur pour télégraphie dirigée est évidemment d'autant meilleure, que l'amplitude de l'oscillation dans la position de la figure 319 est plus grande par rapport à l'amplitude dans la position de la figure 320. Elle dépend :

1° Du rapport entre les longueurs des parties horizontale et verticale de l'antenne ;

2° De la constitution du sol, en ce sens qu'elle détermine le rapport des composantes horizontale et verticale du champ et la différence de phase entre ces deux composantes.

Il en résulte les considérations suivantes, analogues à celles relatives à l'émetteur dirigé :

1° Le rapport de la longueur de la partie horizontale de l'antenne à celle de la partie verticale doit dépendre de la constitution du sol sur lequel se trouve le récepteur. Il est donc à déterminer pour chaque cas particulier.

2° Si le récepteur est sur mer (*), on peut admettre que l'action sur celui-ci ne dépend que peu ou point de la manière dont il est orienté ; car, dans ce cas, d'après 120, la composante horizontale du champ est tout à fait négligeable vis-à-vis de la composante verticale.

d. On peut encore conclure des considérations émises en *b* que le récepteur de Marconi aura sur la terre ferme une action plus efficace qu'une antenne verticale de même hauteur ; car il permet d'utiliser non seulement la composante verticale du champ, mais aussi la composante horizontale.

183. Avantages de la télégraphie dirigée. — *a. Émetteur pour télégraphie dirigée.* — Si l'objectif de la télégraphie dirigée était pratiquement réalisé, c'est-à-dire si l'on pouvait envoyer des ondes puissantes à peu près seulement dans une direction unique, elle présenterait les avantages suivants.

1° En T. S. F., l'énergie utile ne consiste que dans la partie des ondes de l'émetteur qui se propage dans la direction du récepteur, c'est-à-dire dans l'énergie transmise au récepteur. Il est donc clair qu'un dispositif de télégraphie dirigée possède, toutes choses égales d'ailleurs, une

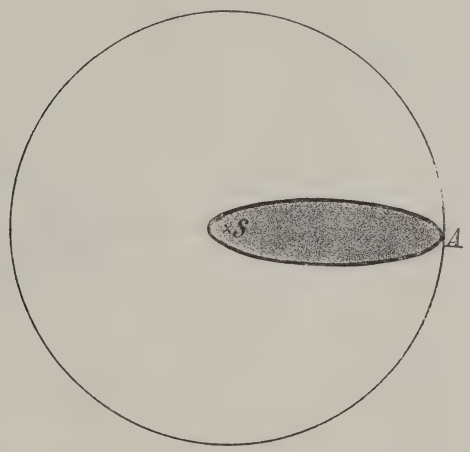
(*) Quand l'antenne est à bord, il est à penser que les masses métalliques du navire absorbent fortement le champ électrique et que par suite les relations simples supposées plus haut n'existent plus.

meilleure utilisation de l'énergie et par suite un degré d'action (*) plus élevé qu'un dispositif de télégraphie non dirigée. Il est donc compréhensible que Marconi ait organisé les communications télégraphiques entre l'Europe et l'Amérique avec des antennes pour télégraphie dirigée. Elles possèdent sur les antennes symétriques de même hauteur, aussi bien comme émettrices que comme réceptrices, l'avantage d'une meilleure utilisation de l'énergie.

2° Les émetteurs dirigés constituent un grand progrès pour le secret des télégrammes.

Soit SA (*fig.* 321) la portée de l'émetteur S pour un récepteur donné

Fig. 321.



E. Si l'émetteur n'est pas disposé pour la télégraphie dirigée, le récepteur doit se trouver dans le cercle en trait mince de la figure 321 pour recevoir les télégrammes. Si, au contraire, l'émetteur est disposé pour la télégraphie dirigée et présente la caractéristique indiquée sur la figure en trait fort, le récepteur doit se trouver à l'intérieur de la zone teintée pour recevoir les télégrammes.

3° Une simple réflexion montre que l'émission simultanée de plusieurs stations présente beaucoup moins de chances de brouillage avec la télégraphie dirigée.

b. Récepteur pour lélégraphie dirigée. — 1° L'émission simultanée de plusieurs stations cause encore bien moins de perturbations, si la station

(*) Le degré d'action est ici le rapport de la quantité d'énergie transmise au récepteur à l'énergie totale rayonnée par l'émetteur.

réceptrice possède un récepteur pour télégraphie dirigée, c'est-à-dire quand le récepteur ne réagit presque exclusivement que sur les ondes provenant de la direction de l'émetteur pour lequel la station a été déterminée.

2° Lorsqu'une station travaille avec un récepteur pour télégraphie dirigée, elle présente encore un très grand avantage. Si la station emploie deux récepteurs orientés différemment E_1 et E_2 (*fig.* 322), elle peut recevoir simultanément de deux stations émettant avec la même longueur d'onde.

Cette considération peut être très importante, quand les deux stations

Fig. 322.

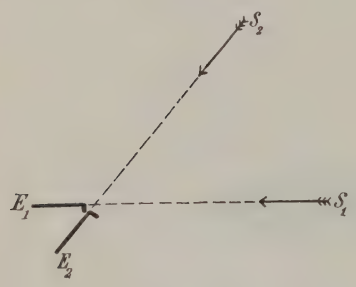


Fig. 323.

émettrices (bateaux feux par exemple) ne peuvent être pourvues de longueurs d'onde différentes, parce qu'elles doivent toutes deux, dans certaines circonstances, pouvoir communiquer avec des stations pour lesquelles une longueur d'onde déterminée est impérative (navires d'une escadre).

3° Enfin, il est possible, à l'aide d'un récepteur dirigé, de déterminer la direction dans laquelle se trouve l'émetteur. Dans ce but, on peut rendre le récepteur mobile autour d'un axe vertical; la direction dans laquelle il réagit le mieux donne la direction de l'émetteur.

On peut encore disposer en cercle un certain nombre de récepteurs dirigés (*fig.* 323). Si le récepteur EA par exemple fonctionne seul, ou tout au moins mieux que les autres, l'émetteur doit se trouver dans la direction ES.

Si l'on possède à terre une station ainsi disposée et qu'on reçoive un télégramme d'un navire en mer, on peut avoir immédiatement la direction dans laquelle il se trouve.

Marconi a fait des recherches dans ce sens : il a pu déterminer ainsi à peu près exactement la direction dans laquelle se trouvait un navire distant de la côte d'environ 90^{km} (*).

(*) Bellini et Tosi ([179]) ont proposé, dans le même but, des dispositifs dans lesquels ils emploient deux formes d'antennes, analogues à celles des figures 314 ou 315, dont les plans verticaux font un angle de 90°. Des dispositifs analogues pour l'émetteur permettent, jusqu'à un certain point, de choisir arbitrairement la direction dans laquelle on enverra des ondes particulièrement fortes.

CONCLUSIONS.

ÉVOLUTION DE LA T. S. F. PENDANT LES ANNÉES 1906-1907-1908.

Quand, il y a environ trois ans, un exposé ou un travail d'ensemble sur la T. S. F. se terminait par un regard jeté vers l'avenir, on y lisait généralement les *desiderata* suivants : Télégraphie sans fil transatlantique, télégraphie dirigée, télégraphie par oscillations non amorties.

Actuellement, il existe un échange continu de télégrammes entre l'Angleterre et l'Amérique du Nord, qui se transmettent journellement environ 5000 mots ([180]) ; ce résultat a été obtenu grâce aux antennes pour télégraphie dirigée et aux oscillations non amorties. Les trois dernières années auront donc été décisives pour l'évolution de la T. S. F.

1° Les recherches sur la télégraphie dirigée n'avaient porté antérieurement que sur des distances de quelques kilomètres.

Néanmoins, ces recherches ne laissaient aucun doute sur la possibilité, avec des antennes spéciales, d'envoyer des ondes beaucoup plus fortes dans une direction que dans les autres. Cependant, personne avant Marconi n'en avait tiré les conséquences pratiques, et, à ma connaissance, on n'avait jamais installé auparavant des postes pouvant être utilisés pratiquement et employant des antennes pour télégraphie dirigée. Cela est d'autant plus surprenant, qu'on savait que l'émetteur en harpe, par exemple, fonctionnait bien mieux quand il n'était pas vertical, mais qu'il avait une obliquité convenable; seulement, on ne semble pas avoir relié cette remarque, faite par les ingénieurs chargés de l'installation, avec les expériences exécutées alors pour une télégraphie dirigée. Marconi eut l'audace de transporter dans la pratique, et cela sur la très grande échelle des stations transatlantiques, l'application d'expériences effectuées sur une échelle relativement très petite.

Sans aucun doute, les antennes pour la télégraphie dirigée utilisent bien mieux l'énergie rayonnée que les antennes verticales symétriques ; mais, par suite de l'insuffisance du nombre d'expériences pratiques,

on ne peut pas se rendre compte exactement de quelle importance sont les avantages que possèdent à ce point de vue les antennes pour télégraphie dirigée.

Il est très important pour la pratique de faire également ressortir que l'emploi de ces antennes, du moins dans le dispositif adopté par Marconi, n'entraîne aucune espèce de complication : la construction de l'antenne est au moins aussi simple que celle des antennes verticales symétriques supportant la même charge.

2° Les avantages de la conquête des oscillations non amorties ne semblent pas aussi décisifs. La découverte de Poulsen a été saluée avec une grande joie ; c'était la solution d'un important problème longtemps cherchée en vain par les physiciens et les praticiens.

Il est compréhensible que, dans le premier enthousiasme, on ait cru que la télégraphie par oscillations amorties avait désormais vécu. Cette croyance était encore confirmée par le fait que Poulsen et ses sociétés commanditées annonçaient qu'ils pourraient très prochainement construire des appareils très pratiques, bien conditionnés, qui par la grandeur de l'énergie rayonnée et les portées atteintes seraient très supérieurs aux dispositifs employant des oscillations amorties.

On est maintenant un peu plus sévère pour la méthode de Poulsen, car on s'est rendu compte que certains désavantages de cette méthode n'avaient pu être encore éludés.

Dans l'ordre physique, il est fâcheux que la fréquence et l'amplitude des oscillations varient toujours entre certaines limites, si bien que la syntonisation précise, dont on parlait pour les oscillations non amorties, n'a pu être atteinte. Dans l'ordre de la technique, ce n'est pas un très grand désavantage (*) ; il faudra peut-être se rendre compte qu'un accord très aigu n'est pas un progrès éminemment désirable.

Au point de vue pratique, il faut remarquer que l'arc lumineux exige une installation très soignée et que la constance de la fréquence des oscillations dépend du soin apporté à cette installation. En outre, le dispositif total a un très faible degré d'action, parce qu'une partie seulement de l'énergie du courant continu produit par la machine peut être utilisée pour l'entretien des oscillations. Dans l'emploi courant, il est également mauvais, relativement à la dépense d'énergie, qu'il faille avec le dispositif usuel (110 *c*) produire continuellement des oscillations et non pas seulement au moment où les signes sont communiqués et où par suite il faut émettre des ondes.

Par contre, un grand avantage technique provient du fait qu'on utilise des tensions bien moindres, aussi bien dans le système primaire

(*) A condition toutefois que la portée n'en soit pas réduite.

que dans l'antenne, et que l'envoi des télégrammes se poursuit sans bruit, tandis que les grandes stations utilisant l'émetteur de Braun font un bruit assourdissant.

Dans ces derniers temps, d'autres méthodes, celle de Marconi par exemple (111), sont venues s'ajouter à celle de l'arc lumineux ; elles diffèrent en tout cas assez sensiblement, comme dispositif extérieur, du dispositif Poulsen. L'action de la méthode de Marconi doit être très bonne, puisqu'il l'emploie pour ses stations transatlantiques. Mais on ne possède pas encore de renseignements suffisamment précis pour permettre de juger le rendement pratique de cette méthode. Il est encore moins possible de préjuger quand finira la lutte entre les oscillations amorties et non amorties.

3° Les suppositions sur ce sujet sont d'autant moins justifiées, qu'un troisième concurrent est venu se présenter tout récemment, sous la forme du dispositif pour excitation par impulsion (émetteur de Wien).

Sans aucun doute, cette méthode présente de réels avantages sur le dispositif Braun pour oscillations amorties, aussi bien que sur la méthode Poulsen. Elle donne, tout comme l'émetteur Braun, des oscillations qui en pratique ont une fréquence parfaitement constante et, par un dispositif approprié, elle procure l'avantage d'utiliser complètement le très faible amortissement de l'oscillation pour atteindre une plus grande acuité d'accord et une plus grande portée.

Comme degré d'action, les dispositifs pour excitation par impulsion dépassent de beaucoup ceux de Braun et de Poulsen.

Ceci se comprend facilement, lorsqu'on se représente le cours des phénomènes physiques. Dans l'émetteur de Braun, deux oscillations se produisent dans les systèmes primaire et secondaire, et on a par suite des battements. Au moment initial, toute l'énergie se trouve dans le système primaire. Après une demi-période des battements, l'amplitude des oscillations dans le système primaire est nulle; elle est maxima dans le système secondaire ; toute l'énergie est passée dans le système secondaire. Après une nouvelle demi-période des battements, l'énergie est revenue dans le système primaire, elle est nulle dans le système secondaire, etc. Il est essentiel que le primaire participe aux oscillations, tant que le système secondaire émet des ondes. Pendant tout ce temps, le système primaire consomme donc aussi de l'énergie, à cause de l'étincelle qui s'y trouve et des condensateurs, surtout quand ceux-ci sont à diélectrique solide, ce qui est la construction usuelle.

Dans un émetteur bien construit pour excitation par impulsion, au contraire, l'oscillation est interrompue dans le système primaire après la première demi-période du battement, c'est-à-dire après que le primaire a abandonné toute son énergie au système secondaire. A

partir de ce moment le primaire ne consomme donc plus d'énergie (*voir* Addendum A).

Un autre avantage très précieux surtout pour les stations mobiles, la possibilité d'employer des condensateurs à mica ou à isolant analogue, se relie très étroitement à ces phénomènes (*). Malgré les grandes capacités utilisées en général, il est possible de donner aux condensateurs une grande légèreté et un faible encombrement. La perte d'énergie par hystérésis diélectrique, relativement considérable dans ces condensateurs, n'a que peu d'importance, le système primaire étant dégagé après un très petit nombre de périodes de l'oscillation.

Si l'on opère avec un circuit intermédiaire, le nombre, le poids et le volume des appareils nécessaires seront plus grands. Mais on y gagne, en outre du moindre amortissement, de pouvoir, en changeant la fréquence du circuit intermédiaire, envoyer avec la même antenne et le même système primaire des ondes de longueurs assez différentes. La fréquence des oscillations, pour un couplage lâche de l'antenne, ne dépend à peu près que du circuit intermédiaire, et le degré d'action ne tombe pas au-dessous d'une valeur acceptable, même lorsqu'on renonce à l'accord entre le système primaire et le circuit intermédiaire d'une part, le circuit intermédiaire et l'antenne d'autre part. Un avantage appréciable de l'excitation par impulsion est de permettre l'envoi d'un nombre d'étincelles très élevé et par suite d'une grande masse d'énergie avec des tensions relativement faibles. Cela permet d'employer des machines à courant continu pour charger les condensateurs ou, si l'on utilise du courant alternatif (**), de produire dans le téléphone récepteur un son musical et par suite une perception très agréable des télégrammes, en même temps qu'exempte à un très haut point des perturbations.

On ne peut pas encore savoir si ces avantages de l'excitation par impulsion seront suffisants pour faire oublier les émetteurs pour oscillations non amorties ainsi que l'émetteur de Braun; en un mot, on ne peut encore savoir si l'émetteur pour excitation par impulsion est *l'émetteur de l'avenir*. Peut-être chaque espèce d'émetteur a-t-elle son champ d'utilisation. Actuellement 90 pour 100 des stations emploient l'émetteur couplé de Braun; c'est donc *l'émetteur du présent*. La sécurité de ses transmissions est une qualité décisive; son maniement est très simple et, quand il a été bien monté une première fois, il n'y a plus à le régler ou à le remettre au point; le service consiste à peu près uniquement dans la manœuvre du manipulateur.

(*) Par suite de la faiblesse des tensions agissant dans le système primaire.

(**) Et, dans certaines conditions, avec le courant continu également.

4° Les progrès réalisés dans les détecteurs d'ondes sont beaucoup moins évidents et par suite bien moins connus. Il y a trois ans, toutes les stations, ou à peu près, avaient un appareil de réception comportant un cohéreur à limaille métallique. Actuellement, au moins 99 pour 100 des télégrammes sont reçus avec des détecteurs électrolytiques, des thermodétecteurs ou des détecteurs à lampe à incandescence (*); ces deux dernières espèces de détecteurs ont été découvertes dans ces trois dernières années.

La raison pour laquelle on a adopté presque partout ces détecteurs d'ondes ne tient pas au fait qu'on peut obtenir avec eux l'inscription automatique des télégrammes (l'usage ne s'en est guère étendu) ; ce n'est pas non plus parce qu'on a dernièrement réussi à faire exécuter un appel par ces détecteurs. La raison consiste en la grande importance qu'ont ces détecteurs relativement à l'émetteur.

L'action des décharges successives ne s'additionne pas dans le cohéreur, et il est presque impossible de compenser alors une plus faible amplitude des ondes par un moindre amortissement. Par ailleurs, l'amplitude des décharges élémentaires doit être très constante, pour que l'acuité de l'accord puisse avoir une valeur utile. On était alors dans l'obligation d'employer des antennes à rayonnement relativement fort et un très petit nombre de décharges.

L'emploi des détecteurs électrolytiques, des thermodétecteurs et des détecteurs à lampe à incandescence avait déjà permis, avec l'émetteur de Braun, d'utiliser les avantages de l'antenne en parapluie qui est bien préférable, mais dont le rayonnement est faible. L'application pratique des oscillations non amorties et de l'excitation par impulsion avec un grand nombre de décharges aurait été rendue impossible, si l'on était resté limité au cohéreur; car on n'aurait pu utiliser ni les avantages des oscillations continues, ni ceux du nombre élevé de décharges de l'excitation par impulsion; il aurait été en outre plus difficile d'obtenir un accord aigu et d'annuler les parasites, par suite des inévitables fluctuations de l'amplitude de ces oscillations. Avec le cohéreur, il suffit d'une oscillation unique, qui ait fortuitement une amplitude très élevée, pour qu'il fonctionne; avec les détecteurs électrolytiques, les thermo-éléments et les détecteurs à lampe à incandescence, l'acuité de l'accord n'est pas détruite, tant que la valeur moyenne de l'amplitude ne subit pas de flottements notables.

5° L'apparition des oscillations non amorties a immédiatement permis d'obtenir un autre résultat, qui avait été auparavant recherché

(*) Pour les oscillations non amorties, il faut en outre faire intervenir le ticker, qui donne une très bonne utilisation de l'énergie.

en vain par de nombreux expérimentateurs : c'est la téléphonie sans fil.

Elle présente le grand avantage qu'il est possible de téléphoner sans aucun apprentissage spécial, tandis que la télégraphie exige un personnel exercé. De plus, la rapidité des transmissions est beaucoup plus grande avec la téléphonie sans fil, et elle oppose une grande indifférence aux perturbations atmosphériques.

Toutefois, il est regrettable que dans la téléphonie sans fil l'utilisation de l'énergie soit très inférieure; pour une portée donnée, la dépense d'énergie est très supérieure à celle exigée par la télégraphie sans fil. On est cependant parvenu à téléphoner à une distance de 500^{km} avec 900 watts ([151]). On est donc fondé à dire que la téléphonie sans fil est susceptible d'un emploi pratique, principalement aux courtes distances.

TABLES.

Table I.

Fréquence des circuits à condensateurs.

$N = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mathfrak{C}\mathfrak{L}}}$ = nombre de périodes complètes par seconde (5). Dans la Table ci-dessous la capacité est exprimée en $\frac{1}{1000}$ microfarad $= 10^{-18}$ C.G.S., et le coefficient de self-induction en unités C.G.S.

Les nombres donnent $N \times 10^{-6}$/sec.

Les exemples suivants montrent comment la Table peut être utilisée pour d'autres valeurs de $\mathfrak{C}$ et de $\mathfrak{L}$.

$$1^{\circ}\ \mathfrak{C} = 11.10^{-3}\ \text{M.F.},\ \mathfrak{L} = 800\ \text{C.G.S.}:$$

$$N = \frac{1}{2\pi\sqrt{800 \times 11.10^{-18}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{8000 \times 1,1.10^{-18}}} = 1,70.10^{6}/\text{sec.};$$

$$2^{\circ}\ \mathfrak{C} = 0,45\ \text{M.F.},\ \mathfrak{L} = 7000\ \text{C.G.S.}:$$

$$N = \frac{1}{2\pi\sqrt{7000 \times 450.10^{-18}}} = \frac{1}{10 \times 2\pi\sqrt{7000 \times 4,5.10^{-18}}} = 0,897.10^{5}/\text{sec.}$$

Coefficient de self-induction en unités C.G.S.	Capacité en 10^{-3} microfarads $= 10^{-18}$ C.G.S.								
	1.	1,1.	1,2.	1,3.	1,4.	1,5.	2.	2,5.	3.
100.	15,9	15,2	14,5	14,0	13,4	13,0	11,3	10,1	9,19
110.	15,2	14,5	13,9	13,3	12,8	12,4	10,7	9,60	8,76
120.	14,5	13,9	13,3	12,7	12,3	11,9	10,3	9,19	8,39
130.	14,0	13,3	12,7	12,2	11,8	11,4	9,87	8,83	8,06
140.	13,4	12,8	12,3	11,8	11,4	11,0	9,51	8,51	7,77
150.	13,0	12,4	11,9	11,4	11,0	10,6	9,19	8,22	7,50
200.	11,3	10,7	10,3	9,87	9,51	9,19	7,96	7,12	6,50
250.	10,1	9,60	9,19	8,83	8,51	8,22	7,12	6,37	5,81
300.	9,19	8,76	8,39	8,64	7,77	7,50	6,50	5,81	$5,30_5$
350.	8,51	8,11	7,77	7,46	7,19	6,95	$6,01_5$	5,38	4,91
400.	7,96	7,59	7,26	6,98	6,72	6,50	5,63	5,03	4,59
450.	7,50	7,15	6,85	6,58	6,34	6,13	$5,30_5$	$4,74_5$	4,33
500.	7,12	6,79	6,50	6,24	$6,01_5$	5,81	5,03	4,50	4,11

Coefficient de self-induction en unités C.G.S.	Capacité en 10^{-3} microfarads = 10^{-12} C.G.S.								
	1.	1,1.	1,2.	1,3.	1,4.	1,5.	2.	2,5.	3.
600.	6,50	6,20	5,93	5,70	5,49	5,30	4,59	4,11	3,75
700.	6,02	5,74	5,49	5,28	5,08	4,91	4,25	3,80	3,47
800.	5,63	5,37	5,14	4,93	4,76	4,59	3,98	3,56	3,25
900.	5,31	5,06	4,84	4,65	4,48	4,33	3,75	3,35	3,06
1000.	5,03	4,80	4,59	4,41	4,25	4,11	3,56	3,18	2,91
1100.	4,80	4,56	4,38	4,21	4,06	3,92	3,39	3,03	2,77
1200.	4,59	4,38	4,19	4,03	3,88	3,75	3,25	2,91	2,65
1300.	4,41	4,21	4,03	3,87	3,73	3,60	3,12	2,79	2,55
1400.	4,25	4,06	3,88	3,73	3,60	3,47	3,01	2,69	2,46
1500.	4,11	3,92	3,75	3,60	3,47	3,35	2,91	2,60	2,37
2000.	3,56	3,39	3,25	3,12	3,01	2,91	2,52	2,25	2,05
2500.	3,18	3,03	2,91	2,79	2,69	2,60	2,25	2,01	1,84
3000.	2,91	2,77	2,65	2,55	2,46	2,37	2,05	1,84	1,68
3500.	2,69	2,56	2,46	2,36	2,27	2,20	1,90	1,70	1,55
4000.	2,52	2,40	2,30	2,21	2,13	2,05	1,78	1,59	1,45
4500.	2,37	2,26	2,17	2,08	2,00	1,94	1,68	1,50	1,37
5000.	2,25	2,15	2,05	1,97	1,90	1,84	1,59	1,42	1,30
6000.	2,05	1,96	1,88	1,80	1,74	1,68	1,45	1,30	1,19
7000.	1,90	1,81	1,74	1,67	1,61	1,55	1,34	1,20	1,10
8000.	1,78	1,70	1,62	1,56	1,50	1,45	1,26	1,12	1,03
9000.	1,68	1,60	1,53	1,47	1,42	1,37	1,19	1,06	0,969

Coefficient de self-induction en unités C.G.S.	Capacité en 10^{-3} microfarads = 10^{-12} C.G.S.							
	3,5.	4.	4,5.	5.	6.	7.	8.	9.
100.....	8,51	7,96	7,50	7,12	6,50	6,02	5,63	5,31
110.....	8,11	7,59	7,15	6,79	6,20	5,74	5,37	5,06
120.....	7,77	7,26	6,85	6,50	5,93	5,49	5,14	4,84
130.....	7,46	6,98	6,58	6,24	5,70	5,28	4,93	4,65
140.....	7,19	6,72	6,34	6,01	5,49	5,08	4,76	4,48
150.....	6,95	6,50	6,13	5,81	5,30	4,91	4,59	4,33
200.....	6,01	5,63	5,30	5,03	4,59	4,25	3,98	3,75
250.....	5,38	5,03	4,74	4,50	4,11	3,80	3,56	3,35
300.....	4,91	4,59	4,33	4,11	3,75	3,47	3,25	3,06
350.....	4,55	4,25	4,01	3,80	3,47	3,21	3,01	2,84
400.....	4,25	3,98	3,75	3,56	3,25	3,01	2,81	2,65
450.....	4,01	3,75	3,54	3,35	3,06	2,84	2,65	2,50
500.....	3,80	3,56	3,35	3,18	2,91	2,69	2,52	2,37
600.....	3,47	3,25	3,06	2,91	2,65	2,46	2,30	2,17
700.....	3,21	3,01	2,84	2,69	2,46	2,27	2,13	2,00

Coefficient de self-induction en unités C.G.S.	Capacité en 10^{-3} microfarads $= 10^{-18}$ C.G.S.							
	3,5.	4.	4,5.	5.	6.	7.	8.	9.
800.....	3,01	2,81	2,65	2,52	2,30	2,13	1,99	1,88
900.....	2,84	2,65	2,50	2,37	2,17	2,00	1,88	1,77
1000.....	2,69	2,52	2,37	2,25	2,05	1,90	1,78	1,68
1100.....	2,56$_5$	2,40	2,26	2,15	1,96	1,81	1,70	1,60
1200.....	2,46	2,30	2,17	2,05	1,88	1,74	1,62	1,53
1300.....	2,36	2,21	2,08	1,97	1,80	1,67	1,56	1,47
1400.....	2,27	2,13	2,00$_5$	1,90	1,74	1,61	1,50	1,42
1500.....	2,20	2,05$_5$	1,94	1,84	1,68	1,55	1,45	1,37
2000.....	1,90	1,78	1,68	1,59	1,45	1,34$_5$	1,26	1,19
2500.....	1,70	1,59	1,50	1,42	1,30	1,20	1,12$_5$	1,60
3000.....	1,55	1,45	1,37	1,30	1,19	1,10	1,03	0,966
3500.....	1,44	1,34$_5$	1,27	1,20	1,10	1,02	0,951	0,897
4000.....	1,34$_5$	1,26	1,19	1,12$_5$	1,03	0,951	0,890	0,839
4500.....	1,27	1,19	1,12	1,06	0,969	0,897	0,839	0,791
5000.....	1,20	1,12$_5$	1,06	1,01	0,919	0,851	0,796	0,750
6000.....	1,10	1,03	0,969	0,919	0,839	0,777	0,726	0,685
7000.....	1,02	0,951	0,897	0,851	0,777	0,719	0,673	0,634
8000.....	0,951	0,890	0,839	0,796	0,726	0,673	0,629	0,593
9000.....	0,897	0,839	0,791	0,750	0,685	0,634	0,593	0,572

Table II.

Longueur d'onde des circuits à condensateur.

$$\lambda = 6\pi\sqrt{\mathfrak{C}\mathfrak{L}}.10^{10}\ \text{cm} = 6\pi\sqrt{\mathfrak{C}\mathfrak{L}}.10^{8}\ \text{m} \quad (\textit{voir } 5b).$$

Dans la Table ci-dessous, la capacité est exprimée en $\frac{1}{1000}$ MF $= 10^{-18}$ C.G.S. et le coefficient de self-induction en unités C.G.S. Les nombres donnent la longueur d'onde en mètres.

Les exemples suivants montrent comment la Table peut être utilisée pour d'autres valeurs de $\mathfrak{C}$ et de $\mathfrak{L}$.

1° $\mathfrak{C} = 11.10^{-3}$ M.F., $\mathfrak{L} = 800$ C.G.S. :

$$\lambda = 6\pi\sqrt{800 \times 11.10^{-18}}.10^{8} = 6\pi\sqrt{8000 \times 1,1.10^{-18}}.10^{8} = 177^{m}.$$

2° $\mathfrak{C} = 0,45$ M.F., $\mathfrak{L} = 7000$ C.G.S. :

$$\lambda = 6\pi\sqrt{7000 \times 450.10^{-18}}.10^{8} = 10 \times 6\pi\sqrt{7000 \times 4,5.10^{-18}}.10^{8} = 3345^{m}.$$

Capacité en 10^{-3} microfarads = 10^{-18} C.G.S.

Coefficient de self-induction en unités C.G.S.	1.	1,1.	1,2.	1,3.	1,4.	1,5.	2.	2,5.	3.
100	18,8	19,8	20,6	21,5	22,3	23,1	26,7	29,8	32,6
110	19,8	20,7	21,7	22,5	23,4	24,2	28,0	31,3	34,2
120	20,6	21,7	22,6	23,5	24,4	25,3	29,2	32,6$_5$	35,8
130	21,5	22,5	23,5	24,5	25,4	26,3	30,4	34,0	37,2
140	22,3	23,4	25,4	25,4	26,4	27,3	31,5	35,3	38,6
150	23,1	24,2	24,3	26,3	27,3	28,3	32,6$_5$	36,5	40,0
200	26,7	28,0	29,2	30,4	31,5	32,6$_5$	37,7	42,1$_5$	46,2
250	29,8	31,3	32,6$_5$	34,0	35,3	36,5	42,1$_5$	47,1	51,6
300	32,6	34,2	35,8	37,2	38,6	40,0	46,2	51,6	56,5$_5$
350	35,3	37,0	38,6	40,2	41,7	43,2	49,9	55,8	61,1
400	37,7	39,5	41,3	43,0	44,6	46,2	53,3	59,6	65,3
450	40,0	41,9	43,8	45,6	47,3	49,0	56,5$_5$	64,4	69,3
500	42,1	44,2	46,2	48,1	49,9	51,6	59,6	66,6	73,0
600	46,2	48,4	50,6	52,6	54,6	56,5$_5$	65,3	73,0	80,0
700	49,9	52,3	54,6	56,9	59,0	61,1	70,5	78,8$_5$	86,4
800	53,3	55,9	58,4	60,8	63,1	65,3	75,4	84,3	92,3
900	56,5	59,3	61,9$_5$	64,5	66,9	69,3	80,0	89,4	97,9
1000	59,6	62,5	65,3	68,0	70,6	73,0	84,3	94,2	103
1100	62,5	65,6	68,5	71,3	74,0	76,6	88,4	98,8	108
1200	65,3	68,5	71,5	74,4$_5$	77,3	80,0	92,3	103	113
1300	68,0	71,3	74,4$_5$	77,5	80,4	83,2	96,1	107,5	118
1400	70,6	74,0	77,3	80,4	83,4$_5$	86,4	99,7	111,5	122
1500	73,0	76,6	80,0	83,2	86,4	89,4	103	115	126
2000	84,3	88,4	92,3	96,1	99,7	103	119	133	146
2500	94,2	98,8	103	107,5	111,5	115	133	149	163
3000	103	108	113	118	122	126	146	163	179
3500	112	117	122	127	132	137	158	176	193
4000	119	125	131	136	141	146	169	188,5	206,5
4500	126	133	138,$_5$	144	150	155	179	200	219
5000	133	140	146	152	158	163	188,$_5$	211	231
6000	146	153	160	166,$_5$	173	179	206,$_5$	231	253
7000	158	165	173	180	187	193	223	249	273
8000	169	177	185	192	199,$_5$	206,$_5$	238	267	292
9000	179	188	196	204	212	219	253	283	310

Coefficient de self-induction en unités C.G.S.	Capacité en 10^{-3} microfarads $= 10^{-18}$ C.G.S.							
	3,5.	4.	4,5.	5.	6.	7.	8.	9.
100	35,3	37,7	40,0	42,1	46,2	49,9	53,3	56,5
110.....	37,0	39,5	41,9	44,2	48,4	52,3	55,9	59,3
120.....	38,6	41,3	43,8	46,2	50,6	54,6	58,4	61,9
130.....	40,2	43,0	45,6	48,1	52,6	56,9	60,8	64,5
140.....	41,7	44,6	47,3	49,9	54,6	59,0	63,1	66,9
150.....	43,2	46,2	49,0	51,6	56,5	61,1	65,3	69,3
200.....	49,9	53,3	56,5	59,6	65,3	70,5	75,4	80,0
250.....	55,8	59,6	64,4	66,6	73,0	78,8	84,3	89,4
300.....	61,1	65,3	69,3	73,0	80,0	86,4	92,3	97,9
350.....	66,0	70,5	74,8	78,8	86,4	93,3	99,7	106
400.....	70,5	75,4	80,0	84,3	92,3	99,7	107	113
450.....	74,8	80,0	84,8	89,4	97,9	106	113	120
500.....	78,8	84,3	89,4	94,2	103	111,5	119	126
600.....	86,4	92,3	97,9	103	113	122	131	138,5
700.....	93,3	99,7	106	111,5	122	132	141	150
800.....	99,7	107	113	119	131	141	151	160
900.....	106	113	120	126	138,5	150	160	170
1000.....	112	119	126	133	146	158	169	179
1100.....	117	125	133	140	153	165	177	188
1200.....	122	131	138,5	146	160	173	185	196
1300.....	127	136	144	152	166,5	180	192	204
1400.....	132	141	150	158	173	187	199,5	212
1500.....	137	146	155	163	179	193	206,5	219
2000.....	158	169	179	188,5	206,5	223	238	253
2500.....	176	188,5	200	211	231	249	267	283
3000.....	193	206,5	219	231	253	273	292	310
3500.....	209	223	237	249	273	295	315	334,5
4000.....	223	238	253	267	292	315	337	358
4500.....	237	253	268	283	310	334,5	358	379
5000.....	249	267	283	298	326,5	353	377	400
6000.....	273	292	310	326,5	358	386	415	438
7000.....	295	315	334,5	353	386	417	446	473
8000.....	315	337	358	377	415	446	477	506
9000.....	334,5	358	379	400	438	473	506	536,5

Table III.

Fréquences et longueurs d'onde.

$$N = \frac{3.10^{10}(\text{cm/sec})}{\lambda(\text{cm})} = \frac{3.10^{8}(\text{m/sec})}{\lambda(\text{m})}.$$

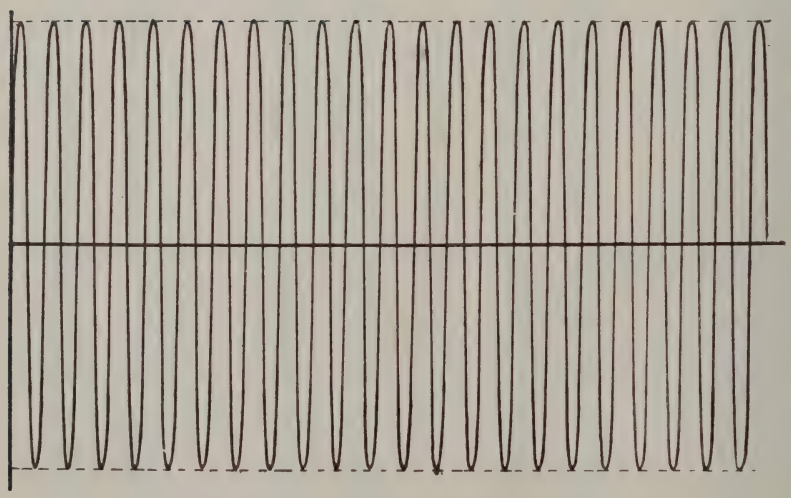
λ en m.	N.	λ en m.	N.	λ en m.	N.	λ en m.	N.
100	3×10^6/sec	410	$7,32 \times 10^5$	710	$4,23 \times 10^5$	1050	$2,86 \times 10^5$
110	2,73	420	7,14	720	4,17	1100	2,73
120	2,50	430	6,98	730	4,11	1150	2,61
130	2,31	440	6,82	740	4,05	1200	2,50
140	2,14	450	6,67	750	4,00	1250	2,40
150	2,00						
160	1,88	460	6,52	760	3,95	1300	2,31
170	1,76	470	6,38	770	3,91	1350	2,22
180	1,67	480	6,25	780	3,85	1400	2,14
190	1,58	490	6,12	790	3,79	1450	2,07
200	1,50	500	6,00	800	3,75	1500	2,00
210	1,43	510	5,88	810	3,71	1550	1,94
220	1,36	520	5,77	820	3,66	1600	1,88
230	1,31	530	5,66	830	3,62	1650	1,82
240	1,25	540	5,56	840	3,57	1700	1,76
250	1,20	550	5,45	850	3,53	1750	1,71
260	1,15	560	5,36	860	3,49	1800	1,67
270	1,11	570	5,26	870	3,45	1850	1,62
280	1,07	580	5,17	880	3,41	1900	1,58
290	1,03	590	5,08	890	3,37	1950	1,54
300	1,00	600	5,00	900	3,33	2000	1,50
310	$9,67 \times 10^5$	610	4,92	910	3,29	2050	1,46
320	9,38	620	4,84	920	3,26	2100	1,43
330	9,09	630	4,76	930	3,23	2150	1,40
340	8,82	640	4,69	940	3,19	2200	1,36
350	8,57	650	4,62	950	3,16	2250	1,33
360	8,33	660	4,55	960	3,13	2300	1,31
370	8,11	670	4,47	970	3,09	2350	1,28
380	7,89	680	4,41	980	3,06	2400	1,25
390	7,69	690	4,35	990	3,03	2450	1,22
400	7,50	700	4,29	1000	3,00	2500	1,20

λ en m.	N.	λ en m.	N.	λ en m.	N.
2550	$1,18 \times 10^5$/sec	3050	$9,84 \times 10^4$	3550	$8,45 \times 10^4$
2600	1,15	3100	9,67	3600	8,33
2650	1,13	3150	9,53	3650	8,22
2700	1,11	3200	9,38	3700	8,11
2750	1,09	3250	9,23	3750	8,00
2800	1,07	3300	9,09	3800	7,89
2850	1,05	3350	8,96	3850	7,79
2900	1,03	3400	8,82	3900	7,69
2950	1,02	3450	8,69	3950	7,59
3000	1,00	3500	8,57	4000	7,50

Table IV.

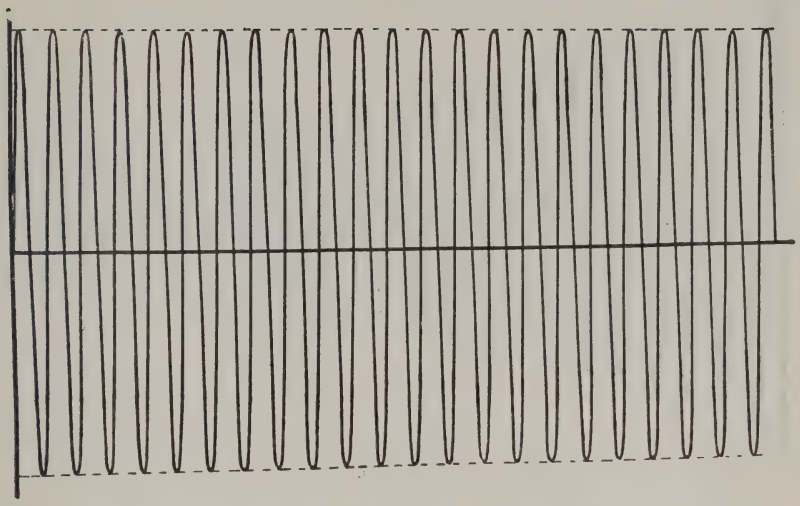
Courbes d'oscillation pour différents décréments.

Fig. 324.



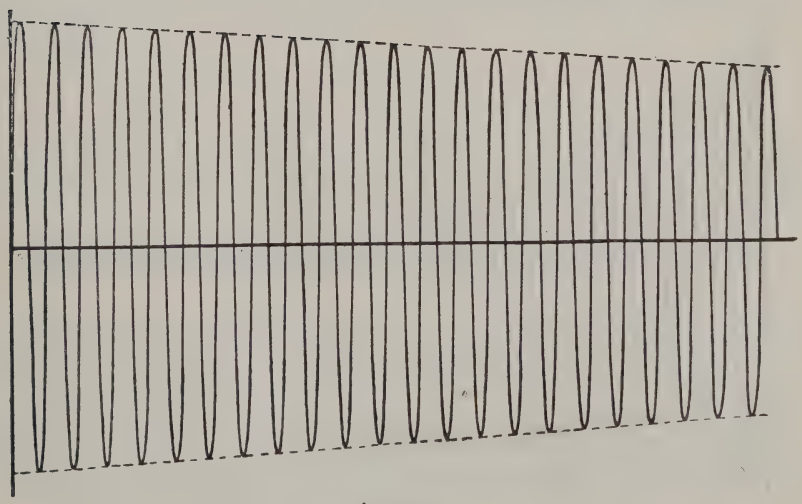
$\vartheta = 0$, oscillations non amorties.

Fig. 325.



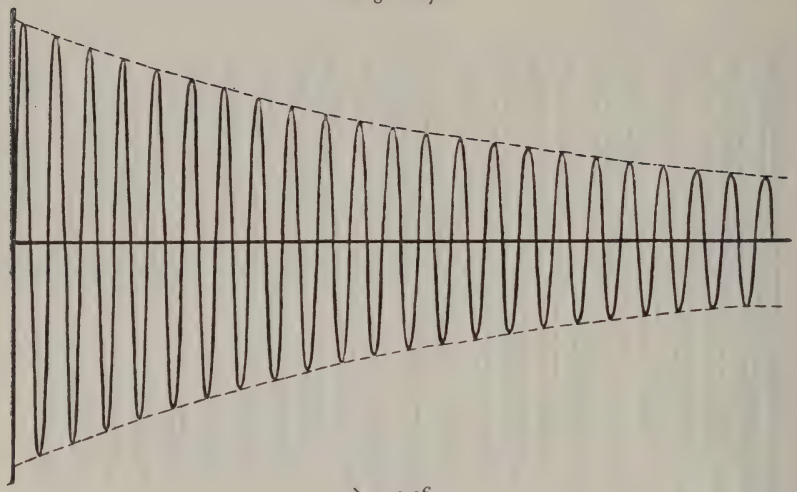
$\vartheta = 0{,}003.$

Fig. 326.



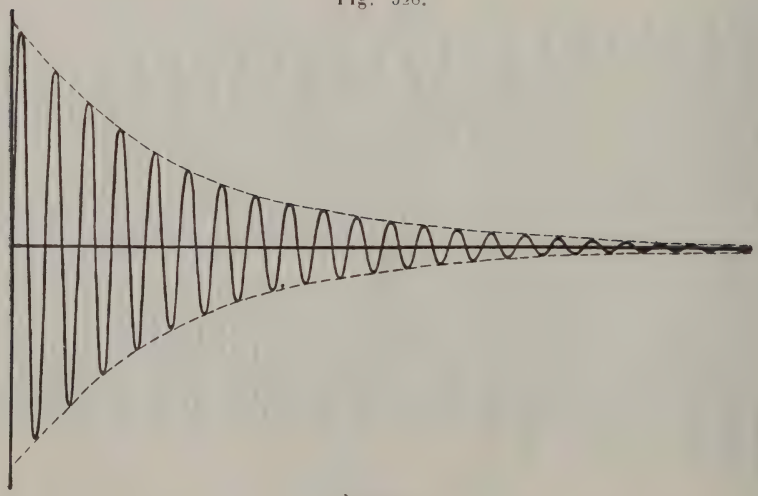
$\vartheta = 0{,}01.$

Fig. 327.



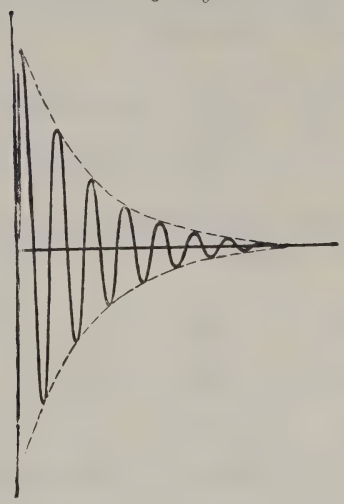
$\vartheta = 0{,}06.$

Fig. 328.



$\vartheta = 0{,}2.$

Fig. 329.



$\vartheta = 0,5.$

Table V.

Constantes ([7]) *de l'étincelle* (*arc lumineux*).

D'après **11** *b* et **113** *b* la tension $\mathcal{V}$ entre les pôles d'un éclateur (ou d'un arc lumineux) est liée au courant i, qui traverse l'éclateur, par la relation

$$\mathcal{V} = a + \frac{b}{i}.$$

Les valeurs des constantes de l'étincelle a et b dépendent de l'écartement, de la matière constituante et de l'état des électrodes et du gaz. La dépendance de l'écartement f des électrodes est à peu près de la forme

$$a = a_0 + a_1 f,$$
$$b = b_0 + b_1 f.$$

La nature de la matière constituant les électrodes ne fait fortement sentir son influence que lorsque le courant est assez fort pour volatiliser des parcelles métalliques. L'état des électrodes influe surtout par sa température : les valeurs des constantes pour des électrodes froides diffèrent totalement de celles relatives à des électrodes incandescentes. Les valeurs suivantes se rapportent à deux cas extrêmes et montrent de quel ordre de grandeur il s'agit.

1° Décharge lumineuse dans l'air à la pression atmosphérique (très faible intensité de courant, électrodes froides, très faible influence de la matière constituant les électrodes).

$$\left.\begin{array}{l} a = 300 + 86{,}4.f\,(^{*}) \text{ volts} \\ b = \quad 0{,}6.f \quad \text{watts} \end{array}\right\} \text{d'après J. Koch } (^{**})$$

$$\left.\begin{array}{l} a = \quad 340 + 70.f \text{ volts} \\ b = -0{,}025 + 0{,}568.f \text{ watts} \end{array}\right\} \text{d'après C. Stuchtey } (^{***})$$

Les observations de W. Stuff (électrodes de laiton, écartement $\leq 7^{mm}$) donnent les résultats suivants :

	a.	b.
$f = 4^{mm}$	675 volts	2,36 watts
$f = 5^{mm}$	721 »	3,22 »
$f = 6^{mm}$	855 »	3,55 »
$f = 7^{mm}$	1114 »	3,53 »

2° Arc lumineux ([107]) (intensité de courant de plusieurs ampères, électrodes incandescentes).

$$\text{Électrodes en charbon} \left\{\begin{array}{l} a = 38{,}88 + 2{,}074.f \text{ volts} \\ b = 11{,}66 + 10{,}54.f \text{ watts} \end{array}\right\} \text{D'après Miss Ayrton } (^{****})$$

$$\text{Électrodes en cuivre} \left\{\begin{array}{l} a = 21{,}38 + 3{,}03.f \text{ volts} \\ b = 10{,}69 + 15{,}24.f \text{ watts} \end{array}\right\} \text{D'après Guye et Zébrikoff } ([107])$$

Pour les circuits à condensateur, dont la longueur d'onde dépasse 2000^{m}, a semble compris entre 30 et 40 volts pour de très petits éclateurs en zinc.

Table VI.

Formules pour calculer le coefficient de self-induction (*****).

Dans les formules suivantes, ρ désigne le rayon du fil, r le rayon d'une spire, l la longueur de la bobine (prise à l'extrémité de la dernière spire), n le nombre total de spires, n_1 le nombre de spires par centimètre, d la

---

(*) f en millimètres.

(**) J. Koch, *Diss., Upsala*, 1904 (*cité* par W. Stuff ([7])); *Ann. Phys.*, t. 15, 1905, p. 865. Observations jusqu'à $f = 2^{mm}$.

(***) C. Stuchtey., *Dissert.*, Bonn, 1901 (*cité* par W. Stuff ([7])). Observations jusqu'à $f = 6^{mm}$.

(****) D. Roschansky ( ).

(*****) Une étude très soignée des formules sur le coefficient de self-induction et le coefficient d'induction mutuelle a été donnée par E.-B. Rosa, dans le *Bulletin of the Bureau of standards*, t. 5, 1908, p. 1 et suiv.

distance des axes des fils de deux spires consécutives. Si l'on exprime les longueurs en centimètres, les formules donnent le coefficient de self-induction en unités C.G.S.

1° Fil circulaire :

$$L = 4\pi r\left(\log \text{nép}\,\frac{8r}{\rho} - 1{,}75\right) \qquad \text{(Kirchhoff)},$$

$$(*)\quad \mathfrak{L}_0 = 4\pi r\left(\log \text{nép}\,\frac{8r}{\rho} - 2\right);$$

2° Bobine composée d'une seule couche de fil et d'un petit nombre de spires (B. Strasser) ([32]).

$$L = 4\pi r\left(n \log \text{nép}\left(\frac{8r}{\rho} - 1{,}75\right) + n(n-1)\left(\log \text{nép}\,\frac{8r}{d} - 2\right) - A + \frac{d^2}{8r^2}\left\{\left(3\log \text{nép}\,\frac{8r}{d} - 1\right)\left[\frac{n^2(n^2-1)}{12}\right] - B\right\}\right).$$

Les valeurs de A et de B sont données dans les Tableaux ci-dessous.

3° Bobine dont la longueur est grande par rapport au diamètre :

Formule grossièrement approchée :

$$L \quad \text{ou} \quad \mathfrak{L} = 4\pi^2 r^2 n_1^2 l.$$

4° Bobine composée d'une seule couche de fil et dont le diamètre est grand par rapport à la longueur (Lord Rayleigh) :

$$L = 4\pi r n^2\left[\log \text{nép}\,\frac{8r}{l} - \frac{1}{2} + \frac{l^2}{32r^2}\left(\log \text{nép}\,\frac{8r}{l} + \frac{1}{4}\right)\right] - \Delta L.$$

La formule suivante de Coffin est très exactement applicable aux bobines composées d'une seule couche de fil et dont la longueur est aussi grande que le rayon ; elle est très approchée pour les bobines sensiblement plus longues :

$$\begin{aligned} L = 4\pi r n^2\Bigg[&\log \text{nép}\,\frac{8r}{l} - \frac{1}{2} + \frac{l^2}{32r^2}\left(\log \text{nép}\,\frac{8r}{l} + \frac{1}{4}\right) \\ &- \frac{1}{1024}\,\frac{l^4}{r^4}\left(\log \text{nép}\,\frac{8r}{l} - \frac{2}{3}\right) \\ &+ \frac{10}{131\,072}\,\frac{l^6}{r^6}\left(\log \text{nép}\,\frac{8r}{l} - \frac{109}{120}\right) \\ &- \frac{35}{4\,194\,304}\,\frac{l^8}{r^8}\left(\log \text{nép}\,\frac{8r}{l} - \frac{431}{420}\right)\Bigg] - \Delta L. \end{aligned}$$

Dans ces formules le terme de correction $\Delta L = 4\pi rn\,(C + D)$ d'après E.-B. Rosa. C et D sont donnés dans les Tableaux ci-dessous :

(*) $\mathfrak{L}_0$ est égal au coefficient de self-induction effectif, en admettant que le courant soit limité dans une couche superficielle très mince.

Tableau pour A *et* B.

n.	A.	B.	*n.*	A.	B.
1			16	354,4	35694
2			17	415,8	46757
3	1,386	8,315	18	482,8	60427
4	4,970	43,296	19	555,5	76662
5	11,33	140,82	20	634,2	96910
6	20,90	366,95	21	718,9	119330
7	34,06	794,73	22	809,7	146517
8	51,11	1499,55	23	906,6	178140
9	72,32	2590,62	24	1009,8	217338
10	97,92	4187,55	25	1119,4	259868
11	128,17	6572,94	26	1235,4	305044
12	163,14	9769,47	27	1357,9	359767
13	202,1	14042,1	28	1487,1	421783
14	248,2	19532,2	29	1618,1	491819
15	298,6	26740,1	30	1765,4	570515

Tableau pour C.

$\frac{2\rho}{d}$.	C.	$\frac{2\rho}{d}$.	C.	$\frac{2\rho}{d}$.	C.
1,00	0,5568	0,79	0,3211	0,59	0,0292
0,99	0,5468	0,78	0,3084	0,58	0,0121
0,98	0,5367	0,77	0,2955	0,57	—0,0053
0,97	0,5264	0,76	0,2824	0,56	—0,0230
0,96	0,5160	0,75	0,2691	0,55	—0,0410
0,95	0,5055				
0,94	0,4949	0,74	0,2557	0,54	—0,0594
0,93	0,4842	0,73	0,2421	0,53	—0,0781
0,92	0,4734	0,72	0,2283	0,52	—0,0971
0,91	0,4625	0,71	0,2143	0,51	—0,1165
0,90	0,4515	0,70	0,2001	0,50	—0,1363
0,89	0,4403	0,69	0,1857	0,45	—0,2416
0,88	0,4290	0,68	0,1711	0,40	—0,3594
0,87	0,4176	0,67	0,1563	0,35	—0,4928
0,86	0,4060	0,66	0,1413	0,30	—0,6471
0,85	0,3943	0,65	0,1261		
0,84	0,3825	0,64	0,1106	0,25	—0,8294
0,83	0,3705	0,63	0,0949	0,20	—1,0526
0,82	0,3584	0,62	0,0789	0,15	—1,3403
0,81	0,3461	0,61	0,0626	0,10	—1,7457
0,80	0,3337	0,60	0,0460		

Tableau pour D.

n.	D.	*n.*	D.	*n.*	D.
1	0,0000	35	0,3119	300	0,3343
2	0,1137	40	0,3148	400	0,3351
3	0,1663	45	0,3169	500	0,3356
4	0,1973	50	0,3186	600	0,3359
5	0,2180				
6	0,2329	60	0,3216	700	0,3361
7	0,2443	70	0,3239	800	0,3363
8	0,2532	80	0,3257	900	0,3364
9	0,2604	90	0,3270	1000	0,3365
10	0,2664	100	0,3280		
15	0,2857	125	0,3298		
20	0,2974	150	0,3311		
25	0,3042	175	0,3321		
30	0,3083	200	0,3328		

Table VII.

Résistance effective des fils de cuivre.

Les nombres donnent la résistance en ohms de 1 m, en admettant une conductibilité $\sigma = 57{,}5\ 10^{-5}$ C. G. S.

Les nombres sont exacts à 1 ou 2 pour 100 près.

Diamètre en mm.	Courant stationnaire.	N : 5.10⁴/sec. λ = 6000ᵐ.	N : 1.10⁵/sec. λ = 3000ᵐ.	N : 1,5.10⁵/sec. λ = 2000ᵐ.	N : 2.10⁵/sec. λ = 1500ᵐ.	N : 2,5.10⁵/sec. λ = 1200ᵐ.	N : 3.10⁵/sec. λ = 1000ᵐ.
0,2	0,554	0,55	0,56	0,56	0,56	0,56	0,56
0,4	0,138	0,139	0,141	0,143	0,148	0,152	0,157
0,6	0,0615	0,063	0,067	0,072	0,078	0,086	0,093
0,8	0,0346	0,0370	0,0422	0,0498	0,056	0,062	0,067
1	0,0221	0,0254	0,0323	0,0382	0,0434	0,0480	0,052
1,2	0,0154	0,0196	0,0262	0,0314	0,0354	0,0393	0,0427
1,4	0,0113	0,0164	0,0221	0,0263	0,0298	0,0331	0,0359
1,6	0,00865	0,0140	0,0189	0,0226	0,0258	0,0285	0,0311
1,8	0,00683	0,0123	0,0169	0,0199	0,0226	0,0251	0,0273
2	0,00554	0,0110	0,0148	0,0178	0,0202	0,0225	0,0245
2,2	0,00457	0,0098	0,0133	0,0159	0,0182	0,0203	0,0221
2,4	0,00384	0,0089	0,0121	0,0146	0,0166	0,0185	0,0202
2,6	0,00328	0,0081	0,0111	0,0134	0,0153	0,0171	0,0186
2,8	0,00282	0,0075	0,0102	0,0123	0,0141	0,0158	0,0172
3	0,00246	0,0069	0,0095	0,0115	0,0132	0,0147	0,0160
3,2	0,00216	0,0065	0,0089	0,0107	0,0123	0,0137	0,0149
3,4	0,00192	0,0061	0,0083	0,0101	0,0116	0,0129	0,0141
3,6	0,00171	0,0057	0,0079	0,0096	0,0110	0,0122	0,0133
3,8	0,00153	$0,0053_5$	0,0074	0,0090	0,0103	0,0114	0,0125
4	0,00138	0,0051	0,0070	0,0085	0,0097	0,0108	0,0118
4,2	0,00125	0,00479	0,0066	0,0080	0,0092	0,0103	0,0112
4,4	0,00114	0,00456	0,0063	0,0077	0,0088	0,0098	0,0107
4,6	0,00105	0,00438	0,0061	0,0074	0,0085	0,0094	0,0103
4,8	0,000961	0,00417	0,0058	0,0070	0,0081	0,0090	0,0096
5	0,000886	0,00400	$0,0055_5$	0,0067	0,0077	0,0086	0,0094
5,2	0,000819	0,00383	0,0053	0,0065	0,0074	0,0083	$0,0090_5$
5,4	0,000759	0,00368	0,0051	0,0062	$0,0071_5$	0,0080	0,0086
5,6	0,000706	0,00354	0,00493	0,0060	0,0069	0,0076	0,0083
5,8	0,000658	0,00341	$0,0047_5$	0,0058	$0,0066_5$	0,0074	0,0081
6	0,000615	0,00330	0,00458	0,0056	0,0064	0,0071	0,0078
6,2	0,000576	0,00319	0,00443	0,0054	0,0062	0,0069	$0,0075_5$
6,4	0,000541	0,00309	0,00429	0,0052	0,0060	0,0067	0,0073
6,6	0,000508	0,00299	0,00415	$0,0050_5$	0,0058	$0,0064_5$	0,0071
6,8	0,000479	0,00290	0,00403	0,00489	0,0056	0,0063	$0,0068_5$
7	0,000452	0,00281	0,00391	$0,0047_5$	0,0055	0,0061	0,0067
7,2	0,000427	0,00272	0,00379	0,00461	0,0053	0,0059	$0,0064_5$
7,4	0,000404	0,00265	0,00369	0,00448	0,0051	0,0058	0,0063
7,6	0,000383	0,00257	0,00359	0,00433	0,0050	0,0056	0,0061
7,8	0,000364	0,00251	0,00350	0,00426	0,00488	0,0055	0,0059
8	0,000346	0,00244	0,00341	0,00415	0,00477	0,0053	0,0058

Diamètre en mm.	N:3,5.10⁵/sec. λ = 857ᵐ.	N:4.10⁵/sec. λ = 750ᵐ.	N:4,5.10⁵/sec. λ = 667ᵐ.	N:5.10⁵/sec. λ = 600ᵐ.	N : 10⁶/sec. λ = 300ᵐ.	N:1,5.10⁶/sec. λ = 200ᵐ.	N:2.10⁶/sec. λ = 150ᵐ.	N:3.10⁶/sec. λ = 100ᵐ.
0,2	0,56	0,56	0,56$_5$	0,57	0,61	0,66	0,73	0,86$_5$
0,4	0,163	0,168	0,175	0,183	0,245	0,293	0,328	0,399
0,6	0,099	0,104	0,110	0,115	0,156	0,187	0,213	0,257
0,8	0,072	0,076	0,079	0,083	0,110	0,136	0,157	0,190
1	0,055$_5$	0,062	0,065	0,069	0,108	0,124	0,138	0,151
1,2	0,0456	0,0489	0,051	0,053	0,074	0,089	0,103	0,125
1,4	0,0384	0,0405	0,0452	0,0450	0,062	0,076	0,087	0,106
1,6	0,0333	0,0353	0,0372	0,0394	0,054	0,066	0,076	0,093
1,8	0,0294	0,0314	0,0331	0,0345	0,0480	0,058	0,067	0,083
2	0,0263	0,0278	0,0295	0,0310	0,0432	0,053	0,061	0,074
2,2	0,0238	0,0254	0,0267	0,0280	0,0392	0,0479	0,0551	0,067
2,4	0,0217	0,0231	0,0243	0,0257	0,0357	0,0438	0,0506	0,062
2,6	0,0200	0,0212	0,0224	0,0236	0,0329	0,0400	0,0469	0,057
2,8	0,0185	0,0196	0,0207	0,0223	0,0307	0,0379	0,0433	0,053
3	0,0172	0,0183	0,0193	0,0204	0,0287	0,0350	0,0405	0,0497
3,2	0,0161	0,0171	0,0180	0,0190	0,0267	0,0328	0,0381	0,0459
3,4	0,0151	0,0160	0,0170	0,0178	0,0252	0,0309	0,0357	0,0431
3,6	0,0143	0,0154	0,0160	0,0168	0,0239	0,0293	0,0337	0,0407
3,8	0,0134	0,0143	0,0151	0,0159	0,0225	0,0277	0,0314	0,0386
4	0,0127	0,0136	0,0140	0,0151	0,0214	0,0263	0,0300	0,0366
4,2	0,0121	0,0128	0,0136	0,0145	0,0205	0,0246	0,0285	0,0349
4,4	0,0115	0,0123	0,0130	0,0138	0,0196	0,0235	0,0272	0,0331
4,6	0,0111	0,0118	0,0125	0,0131	0,0187	0,0225	0,0260	0,0317
4,8	0,0106	0,0113	0,0120	0,0127	0,0177	0,0216	0,0250	0,0304
5	0,0101	0,0108	0,0115	0,0124	0,0169	0,0207	0,0240	0,0292
5,2	0,0097$_5$	0,0104	0,0111	0,0116	0,0162	0,0199	0,0229	0,0281
5,4	0,0093	0,0100	0,0106	0,0112	0,0156	0,0192	0,0220	0,0271
5,6	0,0091	0,0097	0,0102	0,0108	0,0152	0,0185	0,0213	0,0261
5,8	0,0087	0,0093	0,0099	0,0104	0,0146	0,0176	0,0203	0,0252
6	0,0084	0,0090	0,0095	0,0101	0,0141	0,0172	0,0199	0,0243
6,2	0,0081	0,0087	0,0092	0,0098	0,0136	0,0167	0,0192	0,0235
6,4	0,0079	0,0084	0,0089	0,0095	0,0132	0,0162	0,0186	0,0228
6,6	0,0076	0,0081	0,0086	0,0092	0,0128	0,0157	0,0181	0,0221
6,8	0,0074	0,0078	0,0083	0,0088	0,0123	0,0151	0,0175	0,0214
7	0,0071	0,0076	0,0081	0,0085	0,0120	0,0148	0,0172	0,0208
7,2	0,0070	0,0074	0,0079	0,0083	0,0117	0,0143	0,0166	0,0203
7,4	0,0067$_5$	0,0072	0,0077	0,0081	0,0114	0,0139	0,0160	0,0196
7,6	0,0066	0,0071	0,0075	0,0079	0,0111	0,0135	0,0156	0,0192
7,8	0,0064	0,0069	0,0073	0,0077	0,0108	0,0132	0,0152	0,0186
8	0,0063	0,0067	0,0071	0,0075	0,0105	0,0129	0,0148	0,0182

Table VIII.

Diamètre maximum des fils de résistance.

Pour les diamètres donnés en millimètres dans cette Table, la résistance diffère d'à peu près 1 pour 100 de celle pour le courant continu. Si la différence ne doit pas dépasser 0,1 pour 100, le diamètre du fil doit être environ la moitié des nombres donnés (exactement 0,56). Un diamètre double (exactement 1,78) donne une différence de 10 pour 100.

Matière.	Conductibilité en unités C.G.S.	Diamètre maximum en mm. N : 5.10^4/sec. $\lambda = 6000^m$.	N : $2,5.10^5$/sec. $\lambda = 1200^m$.	N : 5.10^5/sec. $\lambda = 600^m$.	N : $2,5.10^6$/sec. $\lambda = 120^m$.
Fer, perméabilité 3000.	10.10^{-5}	0,019	0,0084	0,0060	0,0027
» 1000.	»	0,033	0,015	0,010	0,0046
» 300.	»	0,059	0,027	0,018	0,0084
» 100.	»	0,099	0,044	0,031	0,014
» 10.	»	0,33	0,15	0,10	0,046
Or	45.10^{-5}	0,56	0,25	0,17	0,079
Cuivre	$57,5.10^{-5}$	0,49	0,22	0,15	0,0069
Constantan	2.10^{-5}	2,6	1,2	0,83	0,37
Manganine / Nickeline	$2,4.10^{-5}$	2,4	1,1	0,75	0,34
Platine	10.10^{-5}	1,2	0,57	0,37	0,17
Graphite (*)	$0,08.10^{-5}$	13,2	5,9	4,2	1,9
	à $0,4.10^{-5}$	5,9	2,7	1,9	0,84
Charbon (pour lampe à arc)	$0,025.10^{-5}$	23,6	10,6	7,5	3,4
Mercure	$1,06.10^{-5}$	3,6	1,6	1,1	0,51
Solution concentrée de sulfate de cuivre	$4,6.10^{-11}$	175	78	55	25

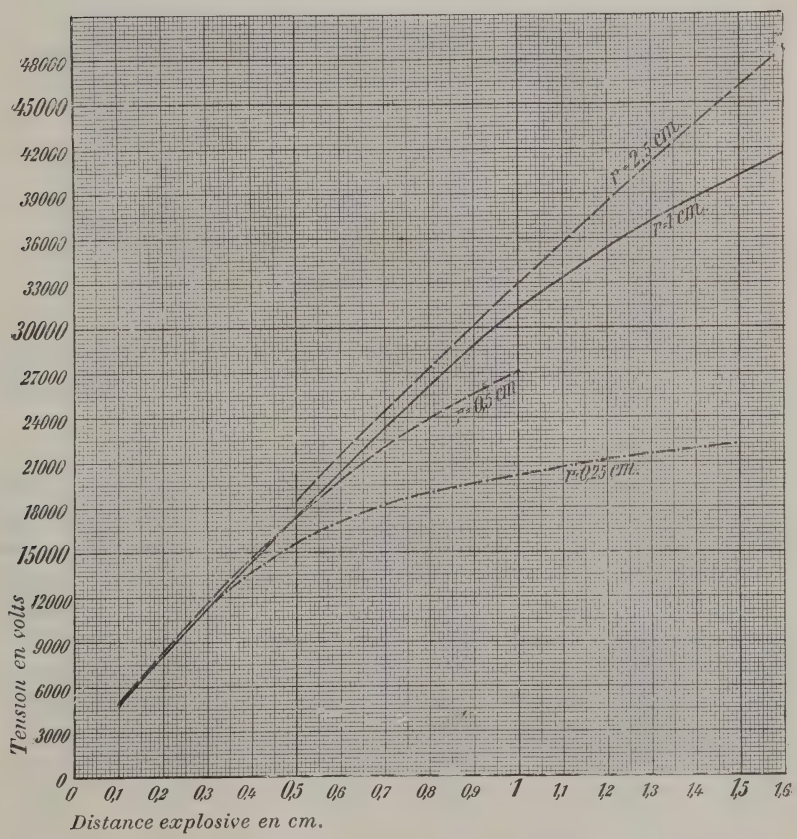
(*) Pour une section rectangulaire, ces nombres donnent à peu près la plus grande dimension (diagonale) qu'elle peut avoir, quand la différence entre la résistance effective et la résistance pour le courant continu ne doit pas dépasser 1 pour 100.

Table IX.

Distance explosive et tension de décharge.

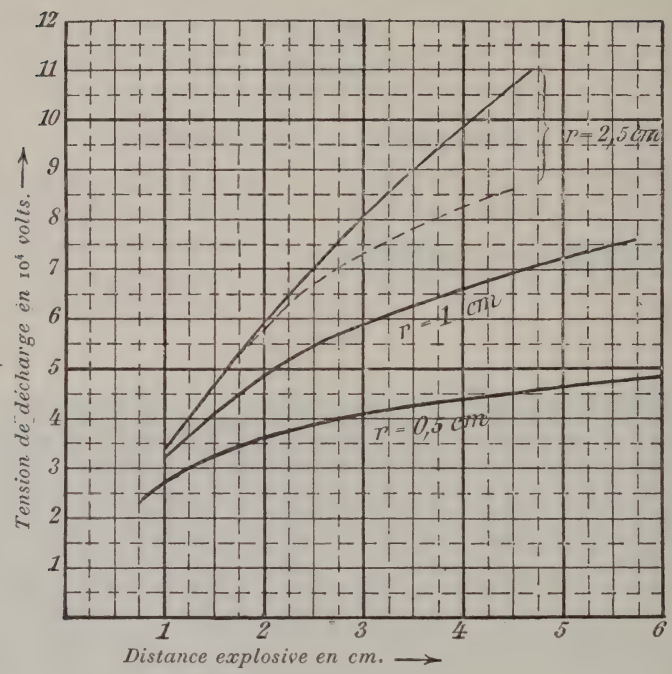
Pour les petites distances explosives :

Fig. 330.



Pour de plus grandes distances explosives :

Fig. 331.



Les valeurs se rapportent à des électrodes sphériques non échauffées (r étant le rayon des électrodes) dans un air qui n'est pas sensiblement ionisé.

Les nombres de la figure 330 sont empruntés à A. Heydweiller (*Wied Ann.*, t. XLVIII, 1893, p. 235), ceux de la figure 331 à J. Algermissen (*Diss. Strassburg*, 1906, et *Ann. Phys.*, t. XIX, 1906, p. 1007); la courbe en traits de la figure 331 à E. Voigt (*Ann. Phys.*, t. XII, 1903, p. 403). Les nombres de la figure 331 sont des valeurs moyennes pour diverses températures, pressions et états d'hygrométrie de l'air ; ceux de la figure 330 se rapportent à un air sec à 18° et 745^{mm}. Pour une augmentation de pression de 8^{mm} et une diminution de température de 3°, il faut augmenter les tensions d'environ 1 pour 100.

Table X.

Calcul du degré de couplage.

Le degré de couplage (80) est donné par

$$K' = 1 - \left(\frac{N}{N^{I}}\right)^2 = \left(\frac{N}{N^{II}}\right)^2 - 1 = \frac{1 - \left(\frac{N^{II}}{N^{I}}\right)^2}{1 + \left(\frac{N^{II}}{N^{I}}\right)^2}$$

$$= 1 - \left(\frac{\lambda^{I}}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{\lambda^{II}}{\lambda}\right)^2 - 1 = \frac{1 - \left(\frac{\lambda^{I}}{\lambda^{II}}\right)^2}{1 + \left(\frac{\lambda^{I}}{\lambda^{II}}\right)^2}.$$

Dans la Table suivante le degré de couplage est donné en pour cent. Un degré de couplage de 2 pour 100 veut donc dire $K' = 0{,}02$.

I.		II.		III.	
$\frac{\lambda^{I}}{\lambda}$ ou $\frac{N}{N^{I}}$.	Degré de couplage pour 100.	$\frac{\lambda^{II}}{\lambda}$ ou $\frac{N}{N^{II}}$.	Degré de couplage pour 100.	$\frac{\lambda^{I}}{\lambda^{II}}$ ou $\frac{N^{II}}{N^{I}}$.	Degré de couplage pour 100.
0,999	0,20	1,001	0,20	1,001	0,100
0,998	0,40	1,002	0,40	1,002	0,200
0,997	0,60	1,003	0,60	1,003	0,299
0,996	0,80	1,004	0,80	1,004	0,398
0,995	1,00	1,005	1,00	1,005	0,498
0,994	1,20	1,006	1,20	1,006	0,596
0,993	1,40	1,007	1,40	1,007	0,695
0,992	1,59	1,008	1,61	1,008	0,799
0,991	1,79	1,009	1,81	1,009	0,897
0,99	1,99	1,01	2,01	1,01	0,99
0,98	3,96	1,02	4,04	1,02	1,98
0,97	4,91	1,03	6,09	1,03	2,97
0,96	7,84	1,04	8,16	1,04	3,92
0,95	9,75	1,05	10,2	1,05	4,87
0,94	11,6	1,06	12,4	1,06	5,82
0,93	13,5	1,07	14,5	1,07	6,76
0,92	15,4	1,08	16,6	1,08	7,68
0,91	17,2	1,09	18,8	1,09	8,60
0,90	19,0	1,10	21,0	1,10	9,50

I.		II.		III.	
$\frac{\lambda^{I}}{\lambda}$ ou $\frac{N}{N^{I}}$.	Degré de couplage pour 100.	$\frac{\lambda^{II}}{\lambda}$ ou $\frac{N}{N^{II}}$.	Degré de couplage pour 100.	$\frac{\lambda^{I}}{\lambda^{II}}$ ou $\frac{N^{II}}{N^{I}}$.	Degré de couplage pour 100.
0,89	20,8	1,11	23,2	1,11	10,4
0,88	22,6	1,12	25,4	1,12	11,3
0,87	24,3	1,13	27,7	1,13	12,2
0,86	26,0	1,14	30,0	1,14	13,0
0,85	27,8	1,15	32,2	1,15	13,9
0,84	29,4	1,16	34,6	1,16	14,7
0,83	31,1	1,17	36,9	1,17	15,6
0,82	32,8	1,18	39,2	1,18	16,4
0,81	34,4	1,19	41,6	1,19	17,2
0,80	36,0	1,20	44,0	1,20	18,0
0,79	37,6	1,21	46,4	1,21	18,8
0,78	39,2	1,22	48,8	1,22	19,6
0,77	40,7	1,23	51,3	1,23	20,4
0,76	42,2	1,24	53,8	1,24	21,2
0,75	43,8	1,25	56,2	1,25	22,0
0,74	45,2	1,26	58,8	1,26	22,7
0,73	46,7	1,27	61,3	1,27	23,5
0,72	48,2	1,28	63,8	1,28	24,2
0,71	49,6	1,29	66,4	1,29	24,9
0,70	51,0	1,30	69,0	1,30	25,6
0,69	52,4			1,31	26,4
0,68	53,8			1,32	27,1
0,67	55,1			1,33	27,8
0,66	56,4			1,34	28,5
0,65	57,8			1,35	29,1
0,64	59,0			1,36	29,8
0,63	60,3			1,37	30,5
0,62	61,6			1,38	31,1
0,61	62,8			1,39	31,8
0,60	64,0			1,40	32,4
				1,41	33,0
				1,42	33,7
				1,43	34,3
				1,44	34,9
				1,45	35,5
				1,46	36,1
				1,47	36,7
				1,48	37,3
				1,49	37,9
				1,50	38,5

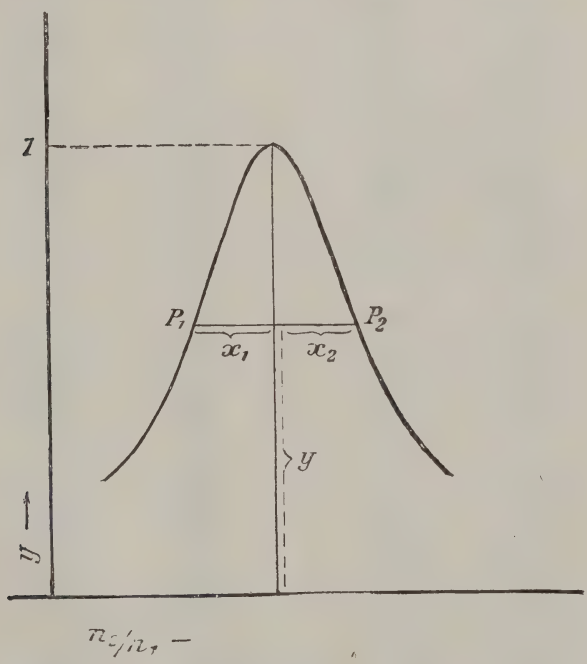
III.

$\frac{\lambda^{I}}{\lambda^{II}}$ ou $\frac{N^{II}}{N^{I}}$.	Degré de couplage pour 100.	$\frac{\lambda^{I}}{\lambda^{II}}$ ou $\frac{N^{II}}{N^{I}}$.	Degré de couplage pour 100.
1,55	41,2	1,80	52,8
1,60	43,8	1,85	54,8
1,65	46,3	1,90	56,6
1,70	48,6	1,95	58,4
1,75	50,7	2	60,0

Table XI.

Courbe de résonance de l'effet du courant (72).

Soient ϑ_1 et ϑ_2 les décréments des systèmes primaire et secondaire, i^2_{eff} l'effet du courant dans le système secondaire, $i^2_{r\,eff}$ le même effet dans



le cas de la résonance entre les deux systèmes. La courbe de résonance a pour ordonnées y les valeurs de $\frac{i^2_{eff}}{i^2_{r\,eff}}$ et pour abscisses le rapport $\frac{n_2}{n_1}$

des deux alternances. Soit $x = \frac{x_1+x_2}{2}$, x_1 et x_2 ayant les significations indiquées par la figure ci-dessus. On a donc

$$\vartheta_1 + \vartheta_2 = x 2\pi \sqrt{\frac{y}{1-y}} = x\mathrm{A}.$$

On a supposé :

1° x petit vis-à-vis de 1 ;

2° $\vartheta_1 + \vartheta_2$ petit vis-à-vis de 2π.

Dans la Table suivante on donne les valeurs de A et de log A pour les différentes valeurs de y

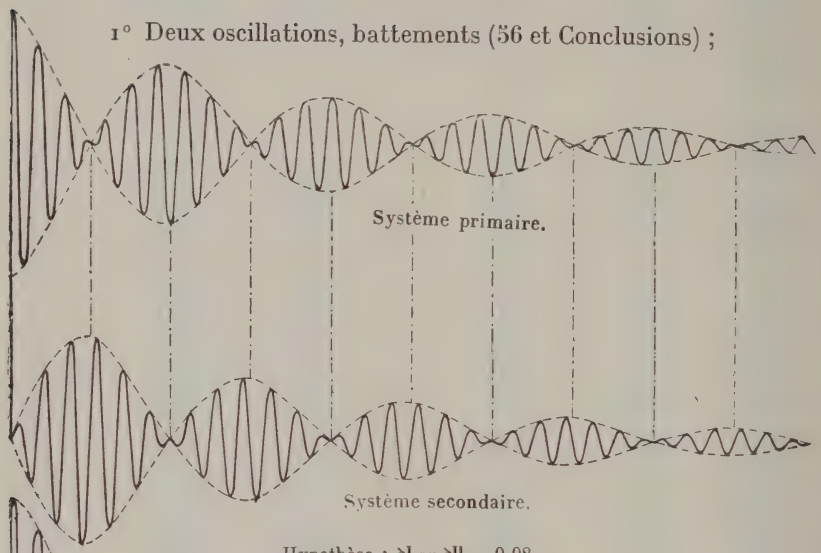
y.	log A.	A.	y.	log A.	A.
0,998	2,1472	140	0,920	1,3285	21,3
0,996	1,9963	99,2	0,915	1,3142	20,6
0,994	1,9078	80,9	0,910	1,3006	20,0
0,992	1,8449	70,0	0,905	1,2876	19,4
0,990	1,7960	62,5	0,900	1,2753	18,8
0,988	1,7560	57,0	0,89	1,2522	17,9
0,986	1,7221	52,7	0,88	1,2308	17,0
0,984	1,6926	49,3	0,87	1,2110	16,3
0,982	1,6666	46,4	0,86	1,1924	15,6
0,980	1,6433	44,0	0,85	1,1748	15,0
0,978	1,6221	41,9	0,84	1,1583	14,4
0,976	1,6028	40,1	0,83	1,1425	13,9
0,974	1,5850	38,5	0,82	1,1274	13,4
0,972	1,5684	37,0	0,81	1,1130	13,0
0,970	1,5530	35,7	0,80	1,0993	12,6
0,968	1,5386	34,5	0,79	1,0859	12,2
0,966	1,5249	33,5	0,78	1,0730	11,8
0,964	1,5121	32,5	0,77	1,0606	11,5
0,962	1,4994	31,6	0,76	1,0485	11,2
0,960	1,4883	30,8	0,75	1,0367	10,9
0,958	1,4773	30,0	0,74	1,0253	10,6
0,956	1,4667	29,3	0,73	1,0141	10,3
0,954	1,4565	28,6	0,72	1,0032	10,1
0,952	1,4469	28,0	0,71	0,9931	9,84
0,950	1,4376	27,4	0,70	0,9822	9,60
0,945	1,4157	26,0	0,69	0,9719	9,37
0,940	1,3956	24,9	0,68	0,9619	9,16
0,935	1,3771	23,8	0,67	0,9518	8,95
0,930	1,3599	22,9	0,66	0,9422	8,75
0,925	1,3437	22,1	0,65	0,9326	8,56

y.	log A.	A.	y.	log A.	A.
0,64	0,9230	8,38	0,29	0,6033	4,01
0,63	0,9137	8,20	0,28	0,5932	3,92
0,62	0,9045	8,03	0,27	0,5823	3,82
0,61	0,8953	7,86	0,26	0,5711	3,72
0,60	0,8862	7,69	0,25	0,5597	3,63
0,59	0,8772	7,54	0,24	0,5479	3,53
0,58	0,8683	7,38	0,23	0,5358	3,43
0,57	0,8594	7,23	0,22	0,5234	3,34
0,56	0,8505	7,09	0,21	0,5105	3,24
0,55	0,8418	6,95	0,20	0,4971	3,14
0,54	0,8330	6,81	0,19	0,4834	3,04
0,53	0,8243	6,67	0,18	0,4690	2,94
0,52	0,8156	6,54	0,17	0,4539	2,84
0,51	0,8069	6,41	0,16	0,4381	2,74
0,50	0,7982	6,28	0,15	0,4216	2,64
0,49	0,7895	6,16	0,14	0,4040	2,54
0,48	0,7808	6,04	0,13	0,3854	2,43
0,47	0,7721	5,92	0,12	0,3656	2,32
0,46	0,7634	5,80	0,11	0,3442	2,21
0,45	0,7546	5,68	0,10	0,3211	2,09
0,44	0,7459	5,57	0,09	0,2958	1,98
0,43	0,7370	5,46	0,08	0,2679	1,85
0,42	0,7281	5,35	0,07	0,2365	1,72
0,41	0,7192	5,24	0,06	0,2008	1,59
0,40	0,7102	5,13	0,05	0,1588	1,44
0,39	0,7011	5,02	0,04	0,1081	1,28
0,38	0,6919	4,92	0,03	0,0434	1,10
0,37	0,6827	4,82	0,02	$\bar{1}$,9531	0,90
0,36	0,6734	4,71	0,01	$\bar{1}$,8004	0,63
0,35	0,6638	4,61			
0,34	0,6542	4,51			
0,33	0,6444	4,41			
0,32	0,6345	4,31			
0,31	0,6245	4,21			
0,30	0,6142	4,11			

ADDENDA.

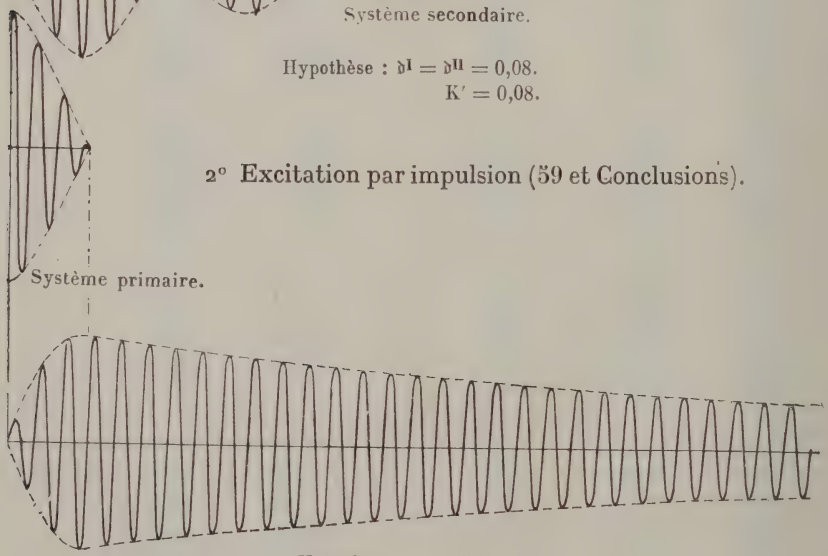
A. *Schéma des courbes d'oscillation de systèmes couplés.*

1° Deux oscillations, battements (56 et Conclusions) ;



Hypothèse : $\mathfrak{d}^{I} = \mathfrak{d}^{II} = 0{,}08$.
$K' = 0{,}08$.

2° Excitation par impulsion (59 et Conclusions).



Hypothèse : $\mathfrak{d}_2 = 0{,}03$.

B. *Téléphonie sans fil.*

D'après les derniers renseignements (*Annuaire de T. S. F.*, t. II, 1909) un microphone hydraulique de Q. Majorana pouvant supporter des tensions et des courants très forts s'est montré très approprié à la téléphonie sans fil.

C. *Détecteur électrolytique.*

Le premier qui ait eu l'idée d'employer un élément électrolytique, du type de celui de Schlomlich, pour le redressement des courants alternatifs, est M. J. Pupin (brevet américain n° 713045 notifié le 4 janvier 1898).

NOTES.

BIBLIOGRAPHIE ET COMPLÉMENTS THÉORIQUES.

(0) Récapitulation des Ouvrages sur la *T. S. F.* cités par la suite :

a. J. Erskine Murray, *Manuel de T. S. F., théorie et pratique*, Londres, 1907.

b. J.-A. Fleming, *Principes de la Télégraphie par ondes électriques*, Londres, 1906.

c. A. Zammarchi, *La télégraphie sans fil de Guglielmo Marconi*, Bergame, 1904.

d. J. Zenneck, *Les Oscillations électromagnétiques et la télégraphie sans fil*, Stuttgart, 1905, Paris, 1908.

(1) *Voir* pour plus de détails *O. E. M.* et *T. S. F.*, articles 209 et suiv.

(2) *Voir* pour plus de détails *O. E. M.* et *T. S. F.*, article 302.

(3) L'usine électrotechnique de Hans Boas (Berlin) construit dans ce but des électromoteurs ayant un nombre de tours particulièrement élevé.

(4) *Voir* les courbes pour la détermination de la longueur d'onde par la capacité et le coefficient de self-induction de W.-W. Massie, *Electrician*, t. 57, 1906, p. 826.

(5) Plus exactement $\frac{1}{2}\mathcal{L}i_0^2$ est l'énergie échangée par période (*voir* E. Cohn, *Le champ électromagnétique*, Leipzig, 1900, p. 360.)

(6) F. Richarz et W. Ziegler, *Ann. Phys.*, t. 1, 1901, p. 468. J. Zenneck, *Ann. Phys.*, t. 13, 1904, p. 822.

(7) A. Heydweiller, *Ann. Phys.*, t. 19, 1908, p. 649; t. 25, 1908, p. 48. W. Stuff, *Diss. Münster*, 1907. D'autres travaux sur la résistance d'étincelle ont été publiés par H. Rausch von Traubenberg et W. Hahnemann, *Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 498. H. Barkhausen, *Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 624. Depuis ont paru deux travaux de D. Roschansky (*Phys. Zeitschr.*, t. 9, 1908, p. 627 et 635), démontrant que, pour des fréquences supérieures à $1,5.10^5$/sec environ, un éclateur se comporte comme une résistance ohmique, d'autant plus exactement que la fréquence est plus élevée.

(8) Chapitre V et C. Fischer, *Ann. Phys.*, t. 22, 1907, p. 265. Il faut ajouter qu'on a fait peu de déterminations exactes sur la décroissance de l'amplitude pour les circuits à condensateur avec étincelle, alors que la valeur moyenne de l'amplitude peut être déterminée exactement avec facilité; le traitement théorique d'oscillations avec des courbes d'amplitudes de la forme de celles de la figure 15 présente de très grandes difficultés.

(9) Le dispositif est dû à Maresca (*Phys. Zeitschr.*, t. 4, 1902, p. 9); la méthode, telle qu'elle est décrite ici, a été donnée par K. Simons (*Ann. Phys.*, t. 13, 1904, p. 1044).

(10) On a

$$i_0 = \frac{\mathfrak{V}_0}{\omega \mathfrak{L}} = \mathfrak{V}_0 \sqrt{\frac{\mathfrak{C}}{\mathfrak{L}}},$$

et, puisque

$$R_f = \frac{A}{i_0},$$

on en tire

$$R_f = \frac{A}{\mathfrak{V}_0} \sqrt{\frac{\mathfrak{L}}{\mathfrak{C}}},$$

$$\mathfrak{d}_f = \frac{R_f}{2N\mathfrak{L}} = \frac{A}{2N\mathfrak{V}_0} \sqrt{\frac{1}{\mathfrak{L}\mathfrak{C}}} = \frac{\pi A}{\mathfrak{V}_0}.$$

De l'égalité (2) de 11 *b* on tire

$$R_f = \frac{6}{\pi} \frac{a}{i_0} \quad \text{ou} \quad R_f = \frac{8}{\pi} \frac{a}{i_0}.$$

[H. Barkhausen (1)] suivant que la courbe des amplitudes est une droite ou une exponentielle.

(11) A. Slaby, *E. T. Z.*, 27 octobre 1904.

(12) H. Rausch de Traubenberg et W. Hahnemann (7), K. E. F. Schmidt, *Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 617.

(13) G. Rempp, *Diss. Strassburg*, 1904, et *Ann. Phys.*, t. 17, 1905, p. 627. Ses valeurs pour les longueurs d'étincelle supérieures à 6^{mm} sont beaucoup trop fortes, par suite des effluves des bouteilles de Leyde, dont l'influence était alors inconnue.

(14) Le décrément par hystérésis des condensateurs y est incorporé, et d'après les données de W. Hahnemann et L. Adelmann il peut atteindre environ 0,01.

(15) W. Eickhoff, *Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 494.

(16) Mesures de W. Eickhoff à l'Institut physique de Brunswick (voir *Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 497).

(17) B. Monasch, *Ann. Phys.*, t. 22, 1907, p. 905. W. Hahnemann et L. Adelmann, *E. T. Z.*, 1907, p. 988, 1010.

(17a) Construit par H. Rau et W. Eickhoff.

(18) Condensateurs à air sous pression proposés par T. Jervis-Smith (*Nature*, t. 48, 1893, p. 64; *Electrician*, t. 55, 1905, p. 912). R. Fessenden (*E. T. Z.*, 1905, p. 950) dit qu'un condensateur à air sous pression à 4 atmosphères environ, avec un intervalle de 2^{mm} entre les plaques, ne se décharge que lorsque la tension atteint 27 500 volts.

(19) *Voir* pour plus de détails *O. E. M.* et *T. S. F.*, Chapitres XII et XVII.

(20) D'après F. Harms (*Ann. Phys.*, t. 23, 1907, p. 60), la vitesse de propagation et par suite la fréquence sont plus faibles pour les fils à enveloppe isolante.

(21) F. Hack, *Ann. Phys.*, t. 18, 1905, p. 634.

(22) M. Abraham, *Wied. Ann.*, t. 66, p. 435 et suiv. — F. Hack, *Ann. Phys.*, t. 14, 1904, p. 539.

(23) *Voir* pour détails sur les oscillations des bobines P. Drude, *Ann. Phys.* t. 9, 1902, p. 593. — J.-A. Fleming (9), p. 251 et suiv.

(23a) M. Wien, *Annuaire de T. S. F.*, t. 1, 1908, p. 474.

(24) G. Seibt, *E. T. Z.*, 1902, p. 411. Et aussi les expériences de l'Institut de physique de Brunswick.

(25) Si le courant i est de la forme

$$i = i_0 \sin \omega t$$

on a, à la distance r,

$$E = E_0 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi r}{\lambda}\right), \qquad M = M_0 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi r}{\lambda}\right)$$

signes de E et de M comme dans la figure 36, i compté positivement de A vers B).

(26) *Voir* par exemple M. Abraham, *Théorie de l'Électricité*, t. 2, p. 286, Leipzig, 1905.

(27) On a

$$(i) = \frac{\int_0^l i\,dl}{l}$$

(28) Facile à déduire de M. Abraham (26), p. 301 et suivantes.

(29) On évite toutes difficultés, qui sans cela se présentent facilement pour le couplage des systèmes, en procédant de la manière suivante : Pour un point x sur l'oscillateur on a

$$i = \bar{i} f(x), \qquad \Psi = \overline{\Psi} \varphi(x).$$

La dépense d'énergie par seconde du fait de la chaleur Joule est

$$= \int_0^l \mathfrak{R}^{(1)} i^2\,dx = \bar{i}^2 \int_0^l \mathfrak{R}^{(1)} f(x)^2\,dx,$$

l'énergie du champ magnétique, autant qu'elle intervient pour les oscillations, est

$$= \frac{1}{2}\int_0^l \mathfrak{L}^{(1)} i^2\,dx = \frac{1}{2}\bar{i}^2 \int_0^l \mathfrak{L}^{(1)} f(x)^2\,dx,$$

l'énergie du champ électrique est

$$= \frac{1}{2}\int_0^l \mathfrak{C}^{(1)} \Psi^2\,dx = \frac{1}{2}\overline{\Psi}^2 \int_0^l \mathfrak{C}^{(1)} \varphi(x)^2\,dx.$$

En outre

$$\bar{i} = \int \mathfrak{C}^{(1)} \frac{d\Psi}{dt}\,dx = \frac{d\overline{\Psi}}{dt} \int \mathfrak{C}^{(1)} \varphi(x)\,dx.$$

L'équation différentielle de l'oscillation est donc

$$\bar{i}^2 \int \mathfrak{R}^{(1)} f(x)^2\,dx + \frac{d}{dt}\frac{1}{2}\bar{i}^2 \int \mathfrak{L}^{(1)} f(x)^2\,dx + \frac{d}{dt}\frac{1}{2}\overline{\Psi}^2 \int \mathfrak{C}^{(1)} \varphi(x)^2\,dx = 0,$$

ou

$$\frac{d\bar{i}}{dt}\int \mathfrak{R}^{(1)} f(x)^2\,dx + \frac{d^2\bar{i}}{dt^2}\int \mathfrak{L}^{(1)} f(x)^2\,dx + i_0 \frac{\int \mathfrak{C}^{(1)} \varphi(x)^2\,dx}{\left\{\int \mathfrak{C}^{(1)} \varphi(x)\,dx\right\}^2} = 0,$$

qu'on peut mettre sous la forme

$$\mathfrak{R}\frac{d\bar{i}}{dt} + \mathfrak{L}\frac{d^2\bar{i}}{dt^2} + \frac{\bar{i}}{\mathfrak{C}} = 0,$$

comme pour les oscillations propres d'un circuit à condensateur, en posant

$$\mathfrak{R} = \int_0^l \mathfrak{R}^{(1)} f(x)^2\, dx, \qquad \mathfrak{L} = \int_0^l \mathfrak{L}^{(1)} f(x)^2\, dx,$$

$$\mathfrak{C} = \int \mathfrak{C}^{(1)} \varphi(x)^2\, dx \left\{ \frac{\int \mathfrak{C}^{(1)} \varphi(x)\, dx}{\int \mathfrak{C}^{(1)} \varphi(x)^2\, dx} \right\}^2.$$

Ce qui précède est valable pour des oscillateurs sans condensateurs intercalés, mais peut s'étendre facilement à ceux qui possèdent des condensateurs. Pour la détermination expérimentale de $\mathfrak{L}$ et de $\mathfrak{C}$, *voir* par exemple E. Nesper, *Annuaire de T. S. F.*, t. 1, 1908, p. 354.

(30) A. Blondel, *Assoc. franç. pour l'avancement des Sciences*, Congrès d'Angers, 1903.

(31) Pour plus de détails *voir O. E. M.* et *T. S. F.*, Chapitre IX, § I.

(32) Les Travaux les plus récents sur les coefficients de self-induction des bobines pour le courant continu sont dûs à : B. Strasser, *Ann. Phys.*, t. 17, 1905, p. 763. — E. Rosa, *Bullet. Bureau of Standards*, t. 2, 1906, p. 161. — J.-G. Coffin, *Phys. Review*, t. 22, 1906, p. 193 et 365. — A. Russel, *Phil. mag.* (6), t. 13, 1907, p. 542. — Un travail d'ensemble très consciencieux de E.-B. Rosa, *Bull. Bureau of Standards*, t. 5, 1908, p. 1 et suiv. — Travail d'ensemble sur les bobines à self-induction variable : E. Nesper, *Annuaire de T. S. F.*, t. 2, 1909.

(33) Communication de M. Wien. *Voir* surtout aussi A. Esau, *Diss. Dantzig*, 1908.

(34) Travail plus récent de Brylinski sur la résistance effective des fils pour les oscillations sinusoïdales non amorties et amorties, non sinusoïdales, pour deux oscillations simultanées [*Bulletin de la Société internationale des électriciens* (2), t. 6, 1906, p. 255].

(35) C. Tissot, *Rhéostat pour oscillations rapides en fils de faible diamètre et faible conductibilité* [*Bull. de la Société internationale des électriciens* (2), t. 6, 1906, p. 340].

(36) Les Travaux récents sur la résistance effective des bobines sont dus à : Th.-P. Black, *Diss. Strasbourg*, 1905, *Ann. Phys.*, t. 19, 1906, p. 157. — A. Sommerfeld, *Ann. Phys.*, t. 24, 1907, p. 609. — A. Batelli et L. Magri ou A. Batelli seul, *Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 296; t. 8, p. 530 et 533, t. 8, p. 809; ils sont inexacts en partie d'après A. Sommerfeld, *Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 805. — A. Esau (33) donne une nombreuse bibliographie sur cette question.

(37) Travail d'ensemble de S.-M. Kintner, *Proc. Amer. Inst. Elect. Engin.*, t. 24, 1905, p. 523. — J.-A. Fleming (0), p. 115 et suiv., p. 152 et suiv. Distance explosive pour très hautes tensions (jusqu'à 246 000 volts) : M. Toepler, *Ann. Phys.*, t. 22, 1907, p. 119 et suiv. — *Voir* M. Toepler, *Ann. Phys.*, t. 19, 1906, p. 191, sur les points principaux relatifs aux mesures de distances explosives.

(38) *Voir* J. Algermissen, *Diss. Strasbourg*, 1906; *Ann. Phys.*, t. 19, 1906, p. 1016.

(39) G.-W. Pierce, *Phys. Zeitschr.*, t. 5, 1905, p. 426.

(40) A. Espinosa de los Monteros, *Annuaire de T. S. F.*, t. 1, 1908, p. 323.

(41) Les Travaux les plus récents sur le bolomètre sont dûs à : C. Tissot, *Étude de la résonance des systèmes d'antennes*, p. 20, Paris, 1906. — K. E. F. Schmidt, *Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 601. — Bela Gati, *Electrician*, t. 58, 1907, p. 983. *Annuaire de T. S. F.*, t. 2, 1908, p. 109 : montage en compensation.

(42) H. Brandes, *Phys. Zeitschr.*, t. 6, 1905, p. 503. Un dispositif un peu différent est donné par W. Voege, *E. T. Z.*, 1906, p. 467.

(43) W. Duddell, *Phil. Mag.* (6), t. 8, 1904, p. 91; *Electrician*, t. 55, 1905, p. 260.
(44) A. Espinosa de los Monteros, *Annuaire de T. S. F.*, t. 1, 1908, p. 327.
(45) *Voir* pour plus de détails *O. E. M.* et *T. S. F.*, Chap. XIV.
(46) C'est-à-dire qu'on a

$$\mathcal{E}_{i1} = -\mathrm{L}_{12}\frac{di_2}{dt}, \qquad \mathcal{E}_{i2} = -\mathrm{L}_{21}\frac{di_1}{dt},$$
$$\mathcal{E}_{g1} = \mathfrak{U}\, i_2, \qquad \mathcal{E}_{g2} = \mathfrak{U}\, i_1.$$

Les équations différentielles pour deux systèmes avec courant quasistationnaire et couplage magnétique sont

$$(1)\quad \begin{cases} \dfrac{i_1}{\mathfrak{C}_1} + \mathfrak{U}_1\dfrac{di_1}{dt} + \mathfrak{L}_1\dfrac{d^2 i_1}{dt^2} + \mathrm{L}_{12}\dfrac{d^2 i_2}{dt^2} = 0, \\ \dfrac{i_2}{\mathfrak{C}_2} + \mathfrak{U}_2\dfrac{di_2}{dt} + \mathfrak{L}_2\dfrac{d^2 i_2}{dt^2} + \mathrm{L}_{21}\dfrac{d^2 i_1}{dt^2} = 0. \end{cases}$$

Avec couplage galvanique pur

$$(2)\quad \begin{cases} \dfrac{i_1}{\mathfrak{C}_1} + \mathfrak{U}_1\dfrac{di_1}{dt} + \mathfrak{U}\dfrac{di_2}{dt} + \mathfrak{L}_1\dfrac{d^2 i_1}{dt^2} = 0, \\ \dfrac{i_2}{\mathfrak{C}_2} + \mathfrak{U}_2\dfrac{di_2}{dt} + \mathfrak{U}\dfrac{di_1}{dt} + \mathfrak{L}_2\dfrac{d^2 i_2}{dt^2} = 0, \end{cases}$$

$\mathfrak{U}_1$ et $\mathfrak{U}_2$ étant les résistances totales des circuits primaire et secondaire, $\mathfrak{U}$ la résistance commune aux deux systèmes.

Avec couplage électrique pur

$$(3)\quad \begin{cases} \dfrac{i_1}{\mathfrak{C}_1} + \dfrac{i_2}{\mathfrak{C}} + \mathfrak{U}_1\dfrac{di_1}{dt} + \mathfrak{L}_1\dfrac{d^2 i_1}{dt^2} = 0, \\ \dfrac{i_2}{\mathfrak{C}_2} + \dfrac{i_1}{\mathfrak{C}} + \mathfrak{U}_2\dfrac{di_2}{dt} + \mathfrak{L}_2\dfrac{d^2 i_2}{dt^2} = 0, \end{cases}$$

$\mathfrak{C}_1$ et $\mathfrak{C}_2$ étant les capacités effectives totales des circuits primaire et secondaire, $\mathfrak{C}$ la capacité du condensateur commun.

Pour un courant non quasistationnaire dans l'un des deux systèmes, le secondaire par exemple, la relation de l'énergie dans le cas du couplage magnétique est la suivante.

On suppose que l'amplitude du courant dans le système secondaire peut être regardée comme constante sur la partie ($x = k$) le long de laquelle s'effectue le couplage. Soient L_{12} et L_{21} les valeurs des coefficients d'induction mutuelle pour le cas de courants quasistationnaires dans les deux systèmes; on a

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{L}_{12} &= \mathrm{L}_{12} f(k) \\ \mathfrak{L}_{21} &= \mathrm{L}_{21} f(k) \end{aligned}\right\} \qquad [\textit{voir}\ \text{note}\ (29)].$$

L'énergie transmise par seconde du système secondaire au système primaire sera

$$= \mathfrak{L}_{12}\, i_1 \frac{d\bar{i}_2}{dt},$$

l'énergie transmise par seconde du système primaire au système secondaire sera

$$= \mathfrak{L}_{21}\, \bar{i}_2 \frac{di_1}{dt}.$$

Les équations différentielles deviennent alors

$$\frac{i_1}{\mathfrak{C}_1} + \mathfrak{R}_1 \frac{di_1}{dt} + \mathfrak{L}_1 \frac{d^2 i_1}{dt^2} + \mathfrak{L}_{12} \frac{d^2 \bar{i}_2}{dt^2} = 0,$$

$$\frac{\bar{i}_2}{\mathfrak{C}_2} + \mathfrak{R}_2 \frac{d\bar{i}_2}{dt} + \mathfrak{L}_2 \frac{d^2 \bar{i}_2}{dt^2} + \mathfrak{L}_{21} \frac{d^2 i_1}{dt^2} = 0$$

[pour la signification de $\mathfrak{C}_2$, $\mathfrak{R}_2$, $\mathfrak{L}_2$, *voir* note ([29])], donc exactement comme pour le couplage magnétique de systèmes quasistationnaires [égalités (1)].

Si deux oscillations se produisent dans chacun des systèmes (55), il faut bien faire attention que les distributions du courant et de la tension [$f(x)$ et $\varphi(x)$], et par suite aussi les valeurs de $\mathfrak{R}$, $\mathfrak{C}$, $\mathfrak{L}$, sont différentes pour les deux oscillations (A. Slaby).

Il n'existe pas à ma connaissance de travail théorique traitant de ce cas; il n'est cependant pas probable que les résultats diffèrent beaucoup de ceux obtenus précédemment.

([47]) L'exacte interprétation du montage direct a été donnée par J.-V. Geitler, *Wien. Ber.*, t. 104, § II, 1895, p. 169 et suiv.; *Wied. Ann.*, t. 55, 1895, p. 513.

([47a]) V. Bjerknes, *Wied. Ann.*, t. 44, 1891, p. 74; t. 55, 1895, p. 121.

([48]) M. Wien, *Annuaire de T. S. F.*, t. 1, 1908, p. 462; *Ann. Phys.*, t. 25, 1908, p. 625.

([48a]) P. Drude, *Ann. Phys.*, t. 13, 1904, p. 512 et suiv. H. Diesselhorst a publié de très belles courbes d'oscillation pour les systèmes couplés (*Bulletin de la Société de Physique d'Allemagne*, t. 5, 1907, p. 320; t. 6, 1908, p. 306; *E. T. Z.*, 1908, p. 703).

([49]) Ce qui suit n'est valable que pour les conditions initiales suivantes; pour $t = 0$.

$$\mathfrak{V}_1 = \mathfrak{V}_{10}, \quad i_1 = 0; \qquad \mathfrak{V}_2 = 0, \quad i_2 = 0.$$

Avec d'autres conditions initiales il peut, dans certaines circonstances, ne se produire qu'une oscillation (A. Slaby, *E. T. Z.*, 1904, p. 1086. — M. Wien, *E. T. Z.*, 1906, p. 837).

([50]) P. Drude ([48a]), p. 544 et suiv.

([51]) M. Wien, *Annuaire de T. S. F.*, t. 1, 1908, p. 469; *Ann. Phys.*, t. 25, 1908, p. 625.

([52]) A. Espinosa de los Monteros, *Annuaire de T. S. F.*, t. 1, 1908, p. 480, *Sur l'emploi de la lampe à mercure, voir* Br. Glatzel ([87]).

([53]) G. Glage, *Recherches expérimentales sur la bobine d'induction à résonance* (*Diss. Strasbourg*, 1907); pour la théorie *voir* G. Seibt, *E. T. Z.*, 1904, p. 276. — G. Benischke, *E. T. Z.*, du 10 janvier 1907. — J. Bethenod, *Annuaire de T. S. F.*, t. 1, 1908, p. 534.

([54]) Pour plus de détails voir *O. E. M.* et *T. S. F.*, Chap. XIII et XIV.

([55]) W.-H. Eccles, *Electrician*, t. 60, 1908, p. 589. *Étude d'ensemble sur la construction des divers condensateurs*, par E. Nesper, *Annuaire de T. S. F.*, t. 2, 1908, p. 92.

([55a]) *Voir* par exemple les paragraphes relatifs à cette question dans F. Kohlrausch, *Manuel de Physique pratique.*

([56]) H. Diesselhorst, *Expériences comparatives entre les différentes méthodes* (*Annuaire de T. S. F.*, t. 1, 1908, p. 263).

([57]) *Voir* par exemple *O. E. M*, et *T. S. F.*, article 374.

([58]) Pour un rectangle de côtés a et b, le rayon du fil étant r, le flux de courant

étant sensiblement limité à la surface, on a

$$\mathfrak{L} = 4\left[a \log \text{nép} \frac{2ab}{r(a+\sqrt{a^2+b^2})} + b \log \text{nép} \frac{2ab}{r(b+\sqrt{a^2+b^2})} + 2(\sqrt{a^2+b^2} - a - b)\right] \text{C.G.S.}$$

(59) Étude plus détaillée dans l'Ouvrage de E. Nesper, *Les ondemètres et les décrémètres de la télégraphie par rayonnement*, Leipzig, 1907.

(60) Le travail le plus récent est de E. Nesper, *Annuaire de T. S. F.*, t. 1, 1907, p. 112.

(60a) Le premier dispositif de cette sorte est de G. Eichhorn. Brevet allemand n° 157056.

(61) J.-A. Fleming, *Electrician*, t. 58, 1907, p. 495 et suiv., p. 536 et suiv.

(62) H. Brandes, *Ann. Phys.*, t. 22, 1907, p. 645. — F. Eger, *Méthode graphique* (*Diss. Greifswald*, 1908).

(63) M. Wien (51), Rausch de Traubenberg et B. Monasch (*Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 925; t. 9, 1908, p. 251) ont proposé d'employer les oscillations non amorties du générateur Poulsen pour la mesure du décrément. Mais on ne peut déduire de leur travail quel est le degré de précision que les irrégularités de la fréquence permettent d'obtenir. Pour les mesures avec les oscillations non amorties, *voir* aussi C. Fischer, *Ann. Phys.*, t. 28, 1908, p. 57.

(64) Dans ce qui suit, on n'envisage pas les courbes de résonance complexes que l'on peut obtenir surtout avec plusieurs oscillations, quand l'amplitude, la fréquence et l'amortissement des oscillations présentent des irrégularités continuelles.

(65) *Voir* G. Jonas, *Diss. Strasbourg*, 1907.

(66) M. Wien (48), *Phys. Zeitschr*, t. 9, 1908, p. 537. — B. Macku, *Phys. Zeitschr.*, t. 9, 1908, p. 437, 646, et *Annuaire de T. S. F.*, t. 2, 1909.

(67) M. Wien, *Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 764; pour $\vartheta_1 = 0{,}11$, $\vartheta_2 = 0{,}015$, $K = 0{,}014$, l'erreur est de 30 pour 100.

(68) G.-W. Pierce (39).

(69) W. Eickhoff, *Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 923.

(70) W. Eickhoff, *Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 564.

(71) A. Jollos (*Diss. Strasbourg*, 1907) a établi le premier que l'allure dissymétrique de la courbe de résonance provenait des effluves des condensateurs.

(72) E. Lecher, *Phys. Zeitschr.*, t. 4, 1903, p. 35.

(73) *Voir* pour plus de détails : C. Fischer (8), M. Wien, *Phys. Zeitschr.*, t. 7, 1906, p. 871; t. 8, 1907, p. 10 et suiv.; *E. T. Z.*, 1906, p. 839.

(74) Cette méthode a été perfectionnée par C. Fischer (*Ann. Phys.*, t. 19, 1906, p. 182) d'après mes indications.

(75) M. Wien (73) et *Ann. Phys.*, t. 25, 1908, p. 7.

(76) R.-A. Fessenden, *E. T. Z.*, 1906, p. 690.

(77) O. Lodge et A. Muirhead, *Electrician*, t. 51, 1903, p. 1036, *voir* aussi *Electrician*, t. 62, 1908, p. 170.

(78) *Voir* sur les stations de la Compagnie de T. S. F. Siewert, *E. T. Z.*, 1906, p. 965, et K. Solff, *E. T. Z*, 1906, p. 875.

(79) Un tel réseau semble être le dispositif auquel Fessenden a donné le nom de *wave chute* (Figure dans J. Erskine-Murray, p. 173).

(80) *Voir* W. Burstyn, *E. T. Z.*, 1906, p. 1117.

(81) C. Tissot (41), p. 139 et 148, trouve que le décrément de la même antenne est constamment plus grand à terre qu'à bord, et qu'à terre il dépend de la prise de terre : de plus grandes plaques de terre et la pluie provoquent une diminution du décrément.

(82) R. Fessenden (J. Erskine-Murray (0), p. 169) emploie parfois le mat (tube métallique épais) concurremment comme conducteur aérien.

(83) J.-A. Fleming (0), p. 579.

(84) F. Braun, brevet allemand n° 109378, *Electrician*, t. 52, 1904, p. 19; *Phys. Zeitschr.*, t. 5, 1904, p. 193.

(85) *Voir*, par exemple, C.-C.-F. Monckton, *El.*, t. 56, 1906, p. 514.

(86) *Electrician*, t. 55, 1905, p. 927. *Description générale des condensateurs employés en T. S. F.*, par E. Nesper (55).

(87) R. Rendalh, *Physik. Zeitschr.*, t. 9, 1908, p. 203. — Br. Glatzel, *Bulletin de la Soc. phys. d'Allemagne*, t. 6, 1908, p. 54, et *Annuaire de T. S. F.*, t. 2, 1908, p. 65 : *Recherche méthodique des propriétés de la lampe à mercure pour l'étude des oscillations.* (52) A. Espinosa de los Monteros.

(88) R. Rendahl (87) donne comme degré d'action 80 pour 100.

(88a) W.-H. Eccles (*Electrician*, t. 60, 1908, p. 546) déclare qu'il n'a pas obtenu avec le courant alternatif et des tensions de 2000 à 3000 volts d'aussi bons résultats qu'avec un courant continu à 1000 volts. Par ailleurs la Compagnie de T. S. F. a effectué des expériences qui sont à l'avantage du courant alternatif.

(89) El. Thomson, brevet américain du 18 juillet 1892 (voir *El. Review*, t. 60, 1907, p. 328. Les premières recherches de Fessenden datent, d'après ses propres indications, de 1899. — L.-W. Austin, *Recherches méthodiques sur le dispositif de Fessenden*, *El.*, t. 59, 1907, p. 634.

(90) J. Erskine-Murray (0), p. 188. — W.-H. Eccles, *Electrician*, t. 60, 1908, p. 545. C'est une supposition qui m'est personnelle, que S.-G. Brown ait obtenu des oscillations amorties avec la tension donnée de 220 volts. Il est très vraisemblable que, par un choix convenable de la tension et du courant d'alimentation, on puisse obtenir avec ce dispositif des ondes réellement non amorties.

(91) *Electrician*, t. 60, 1908, p. 546. Massie propose (*Annuaire de T.S.F.*, t. 2, 1908, p. 134) des électrodes tournantes et en même temps un refroidissement intensif de l'air; E. Ruhmer (*Electrician*, t. 62, 1908, p. 128) propose des électrodes tournantes composées de bandes de métal tournant rapidement.

(92) J. Wertheim-Salomonson, *Electrician*, t. 52, 1906, p. 126. *Éclairage élect.*, t. 38, 1904, p. 144. N = 400 000 sec.

(93) Pour l'obtention d'oscillations non amorties par une dynamo-série avec un condensateur monté en dérivation, *voir* F. Fitzgerald, *Éclair. élect.*, t. 18, 1892, p. 386. — O.-M. Corbino, *Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 924; t. 9, 1908, p. 195, 704; *Electrician*, t. 61, 1908, p. 56. — R. Rüdenberg, *Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 688; t. 9, 1908, p. 556. — H. Barkhausen, *Le problème de la production des oscillations* (*Diss. Gottingen*, 1907, p. 37).

Les recherches actuelles ne permettent pas d'entrevoir la possibilité de produire par ce moyen, d'une manière pratique, des oscillations non amorties pour la T.S.F.

(94) V. Poulsen, le brevet allemand est du 12 juillet 1903. Pour plus de détails sur le dispositif primitif de Poulsen : *Transact. Internat. Elect. Congress Saint-Louis*, t. 2, 1904-05, p. 963. — *E.T.Z.*, t. 27, 1906, p. 1040, 1075. D'après *E.T.Z.*, 1908, p. 1084. N. Tesla avait déjà employé en 1894 l'alimentation du circuit à condensateur par courant continu, la soufflerie magnétique, l'immission de gaz dans l'éclateur ou l'arc lumineux. Sur le débit des nouveaux générateurs Poulsen, *voir* H. Rausch de Traubenberg, *Annuaire de T.S.F.*, t. 1, 1908, p. 307.

([95]) Pour plus de détails *voir* dans la brochure de la Compagnie T.S. F. : *Les stations normales de Radiotéléphonie.* — C. Schapira, *Sur le degré d'action des lampes à haute fréquence à arc lumineux fractionné* (*Diss. Charlottenburg*, 1908, et *Annuaire de T.S.F.*, t. 2, 1908, p. 54 et suivantes).

([96]) Données sur les stations Poulsen :

a. Lyngby et Cullercoats, *Annuaire de T.S.F.* t. 1, 1907, p. 154; *Electrician*, t. 60, 1907, p. 355.

b. Knockroe, *Annuaire de T.S.F.*, t. 1, 1908, p. 430, *E.T.Z.*, 1908, p. 15.]

Voir les différents projets pour l'amélioration des générateurs Poulsen dans l'*Annuaire de T.S.F.*, t. 2, 1908-1909.

([97]) D'après la Société C. Lorenz ce montage est dû à W. Hahnemann et O. Scheller.

([98]) *Annuaire de T.S.F.*, 1907, p. 290. C. Schapira ([95]), p. 11. Autres dispositifs dans l'*Annuaire de T.S.F.*, t. 2, 1908, p. 141.

([99]) *Dispositifs de Poulsen* (*Electrician*, t. 60, 1908, p. 547).

([100]) *Voir* C. Schapira ([95]), p. 29 et suiv.

([101]) *Dispositifs de Pedersen* (*Electrician*, t. 60, 1908, p. 547).

([102]) *Electrician*, t. 60, 1908, p. 546; p. 883. — J. Erskine Murray, *Electrician*, t. 61, 1908, p. 301. — R.-C. Gallati (*Electrician*, t. 61, p. 737; t. 62, 1908, p. 128) propose un dispositif différent de la méthode de l'arc lumineux.

([103]) Exposé d'ensemble : E. Ruhmer, *La Téléphonie sans fil* (Berlin, 1907). — W.-H. Eccles, *Electrician*, t. 62, 1908, p. 212. — G. Eichhorn, *Communiqués techniques*, fascicule 25, Zürich, 1908.

([104]) R.-A. Fessenden, *Electrician*, t. 59, 1907, p. 985; *El. Review*, t. 60, 1907, p. 251, 329, 368.

On y trouve de nombreuses données historiques. Ultérieurement *Electrician*, t. 61, 1908, p. 441, 787, 828, 867.

([105]) *Annuaire de T.S.F.*, t. 1, 1908, p. 420 et suiv. Les nouveaux projets de Poulsen et de l'Amalgamated Radioteleg C° sont décrits dans l'*Annuaire de T.S.F.*, t. 2, 1908-1909. *Dispositifs dans lesquels l'arc lumineux du circuit excitateur est influencé par les courants du microphone* (*Annuaire de T.S.F.*, t. 2, 1908, p. 138).

([105a]) R.-A. Fessenden, *Electrician*, t. 61, 1908, p. 441 et suiv.

([106]) Un grand nombre de travaux édités ces dernières années ont traité de ces phénomènes; les principaux sont les suivants :

a. O.-M. Corbino, *Atti. Assoc. Elettrotecnica Ital.*, Octobre 1903 (Donné dans le *Phys. Zeitschr.*, t. 9, 1908, p. 197).

b. A. Blondel, *Éclair. élect.*, 1905, p. 41, 81. C'est lui qui a fait la distinction ntre les divers modes d'oscillations, au moins dans ses grandes lignes.

c. H. Barkhausen, *Annuaire de T.S.F.*, t. 1, 1907, p. 234.

d. H.-Th. Simon : plusieurs travaux en partie en collaboration avec M. Reich. Ces travaux sont cités dans le travail plus général de H.-Th. Simon dans l'*Annuaire de T.S.F.*, t. 1, 1907, p. 16.

e. W. Duddell, *Electrician*, t. 46, 1900, p. 286, 310.

f. G. Granqvist, *Nov. Act. Reg. Soc. Scient. Upsaliensis* (4), t. 1, n° 5.

g. E. Riecke, *Göttinger Nachrichten Math.-phys. Kl.*, 1907, p. 253.

h. Pour un aperçu d'ensemble *voir* surtout H. Barkhausen, *Le problème de la production des oscillations. Diss. Göttingen*, 1907. On y traite en détail une question qui n'est pas étudiée ici : dans quelles conditions les oscillations de divers modes sont-elles stables? L'exposé suivant se rapporte étroitement à celui de Barkhausen.

([107]) Travaux récents sur la caractéristique statique de l'arc lumineux avec diffé-

rentes électrodes et différents gaz : W.-L. Upson, *Electrician*, t. 59, 1907, p. 60, 90. H.-Th. Simon, *Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 471. — C.-E. Guye et L. Zébrikoff, *Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 703.

([107a]) Sur les dispositifs de E. Ruhmer et G. Eisenstein, voir *Annuaire de T.S.F.*, t. 2, 1908, p. 128, 133.

([108]) Sur la fonction de la soufflerie magnétique, *voir* H. Rausch de Traubenberg, *E.T.Z.*, t. 28, 1907, p. 559. — H.-Th. Simon ([106]), p. 65. — H. Barkhausen ([106]), p. 256. — Birkeland (*Annuaire de T.S.F.*, t. 2, 1908, p. 137) propose un champ magnétique radial pour produire un arc lumineux tournant.

([109]) A. Blondel (*Compte rendu Associat. franç. Avancement des sciences, Congrès de Nantes*, 1898, p. 212) avait déjà en 1898 clairement montré, d'après une remarque de Poincaré, que dans un émetteur mis à la terre l'action de la terre pouvait être représentée par celle de l'image de l'émetteur, et que par conséquent un émetteur mis à la terre pouvait être considéré comme la moitié d'un oscillateur linéaire de Hertz. — Pour la théorie de la propagation des ondes planes sur un sol bon conducteur *voir* K. Uller, *Diss. Rostock*, 1903.

([110]) La comparaison des deux cas extrêmes est très instructive; d'une part l'oscillateur linéaire (*fig.* 26-29), d'autre part un dipôle avec une amplitude de courant uniforme, par exemple *O.E.M.* et *T.S.F.* (*fig.* 613-621).

([111]) Cette interprétation a été d'abord donnée par A. Blondel ([109]) et E. Lecher (*Phys. Zeitschr.*, t. 3, 1901-02, p. 273. *Voir* aussi K. Uller, l'action de la terre et l'importance de la prise de terre en *T.S.F.*, *Annuaire de T.S.F.*, t. 2, 1908, p. 8.

([112]) J. Zenneck, *Ann. Phys.*, t. 23, 1907, p. 846-866. On fait l'hypothèse que dans ce cas également les ondes glissent le long de la surface terrestre. D'après les nouvelles recherches de A. Sommerfeld, cette hypothèse est justifiée dans la plupart des cas qui se présentent en pratique. Le fait qu'on suppose les ondes planes limite la validité des résultats à une distance minima assez grande de l'émetteur.

([113]) W. Duddell et J.-E. Taylor, *Electrician*, t. 55, 1905, p. 260. — C. Tissot, *Electrician*, t. 56, 1906, p. 848.

([114]) Beaucoup ont été réunies par J.-A. Fleming ([6]), p. 598 et suiv.

([115]) H.-B. Jackson, *Proc. Royal Soc.*, t. 70, 1902, p. 254 et suiv.

([116]) F. Hack, *Ann. Phys.*, t. 27, 1908, p. 43. — Les hypothèses sont les mêmes qu'à ([112]).

([117]) *Electrician*, t. 55, 1905, p. 409.

([118]) Wildmann (voir *Erskine Murray* ([6]), p. 226) a fait pendant un an des recherches systématiques sur cette question avec deux stations.

([119]) G. Marconi, *Electrician*, t. 49, 1902, p. 521; t. 54, 1905, p. 824. — Pour plus de détails *voir* J. Joly, *Nature*, t. 66, 1902, p. 199. — O. Lodge, *Nature*, t. 66, 1902, p. 222. — R. Fessenden, *Electrician*, t. 59, 1907, p. 604. *El. Review*, t. 58, 1906, p. 744. — D'après H.-J. Round, *Electrician*, t. 56, 1906, p. 714, le phénomène doit être beaucoup plus fort avec les ondes courtes qu'avec les ondes longues.

([120]) J. Zenneck ([112]), p. 862.

([121]) A. Blondel ([30]) a, le premier, indiqué que ces couches supérieures pouvaient jouer un rôle essentiel pour la propagation des ondes. Depuis, ces considérations ont été plusieurs fois reprises (*voir*, par exemple, J. Erskine Murray ([6]), p. 230 et suiv.). Cela suppose une très bonne conductibilité des couches atmosphériques supérieures. Il n'est pas exact d'appliquer à cette hypothèse les relations pour les tubes de Geissler ou pour le courant circulaire sans électrodes de J. J. Thomson : dans ces deux cas il s'agit d'une ionisation du gaz par un champ électrique très fort, dont il ne saurait être question en T.S.F. dans les couches élevées de l'atmosphère.

([122]) Expériences faites à l'Institut physique de Brunswick.

([122a]) Expériences de H. Mosler, 1908. Communication privée du Dr Mosler.

([123]) G. Marconi ([119]). Par ailleurs on a fait des observations qui semblent indiquer une influence de la lumière du jour pour les très petites distances; on suppose toutefois qu'il s'agit d'une action très secondaire.

([124]) K. Sollf, *E.T.Z.*, 1906, p. 896.

([125]) Travaux d'ensemble à ce sujet de J.-A. Fleming ([6]), p. 403 et suiv. — J. Erskine Murray ([6]), Chapitres 4-7. — S. Sachs, *Annuaire de T.S.F.*, t. 1, X, 1908, p. 130, 279, 434, 584.

([126]) C. Tissot, *Electrician*, t. 56, 1906, p. 848. *Industrie électrique*, t. 14, 1906 p. 161. *Journal de Physique*, t. 6, 1907, p. 279.

([127]) G. Marconi, *Proc. Royal Soc.*, t. 77, 1906, p. 413. — *Electrician*, t. 57, 1906, p. 100.

([128]) Travaux d'ensemble de ([125]), de W.-H. Eccles, *Electrician*, t. 60, 1908, p. 587, et de C. Tissot (*Annuaire de T.S.F.*, t. 2, 1908, p. 115). D'après Tissot les diverses espèces de sulfate de cuivre, peroxyde de manganèse, sélénium et tellure en liaison avec un métal quelconque forment un thermodétecteur. Il considère donc comme vraisemblable que dans tous ces cas les forces thermoélectriques réelles sont déterminantes, alors que pour beaucoup de combinaisons L.-W. Austin (*Phys. Zeitschr.*, t. 9, 1908, p. 253) et E. Branly (*Compt. rend.*, t. 147, 1908, p. 124) considèrent cela comme incertain. Données sur quelques thermodétecteurs, par L.-W. Austin, *Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 600; t. 9, 1908, p. 253, sur ceux employés par Poulsen, voir *Annuaire de T.S.F.*, t. 1, 1907, p. 154. En ces derniers temps on paraît avoir employé des thermodétecteurs ayant une électrode tournante. Sur ceux de L-W. Austin et de la Compagnie de T.S.F., voir *Electrician*, t. 62, 1908, p. 211, et *Annuaire de T.S.F.*, t. 2, 1908, p. 144.

([129]) Se reporter pour les divers détecteurs magnétiques à ([125]) et à L.-H. Walter, *Electrician*, t. 55, 1905, p. 83. Pour leur mode d'action, *voir* L.-H. Walter (*ibidem*). E. Madelung, *Ann. Phys.*, t. 17, 1905, p. 861. W.-H. Eccles, *Electrician*, t. 57, 1906, p. 742. J. Russel, *Proc. Royal Soc. Edinburgh*, 20 nov. 1905. Le premier détecteur magnétique a été donné par E. Wilson, *Electrician*, t. 51, 1897, p. 330.

([130]) G. Marconi, *Electrician*, t. 54, 1905, p. 825.

([131]) R. Arno, *Electrician*, t. 55, 1905, p. 469. *E.T.Z.*, 1904, p. 480. — J.-A. Ewing, et L.-H. Walter, *Proc. Royal Soc.*, t. 73, 1904, p. 120. L.-H. Walter, *Proc. Royal Soc.*, t. 77, 1906, p. 538. — W. Peuckert, *E.T.Z.*, 1904, p. 992.

([132]) Se reporter pour une grande partie des travaux sur le mode d'action des cohéreurs, à la note ([125]) et également à P. Weiss, *Journal de Phys.*, (4), t. 5, 1906, p. 462. — A. Blanc, *Journal de Phys.*, (4), t. 4, 1905, p. 743.

([133]) Brevet allemand de A. Kœpsel de 1902. — O. Lodge et A. Muirhead, *Electrician*, t. 50, 1903, p. 930.

([134]) W. Preece, *E.T.Z.*, 1904, p. 992.

([135]) L.-H. Walter, *Annuaire de T.S.F.*, 1908, p. 120; *Electrician*, t. 61, 1908, p. 683.

([136]) *Voir* à ce sujet C. Tissot, *Electrician*, t. 60, 1907, p. 25; *Compt. rend.*, t. 145, 1907, p. 226. — Travail plus étendu sur le mode d'action des détecteurs électrolytiques cité par J.-S. Sachs, *Annuaire de T.S.F.*, t. 1, 1908, p. 584 et suiv.

([137]) R. Fessenden, *E.T.Z.*, 1905, p. 950.

([138]) Pour les divers détecteurs d'ondes à gaz raréfié se reporter à C. Tissot, *Electrician*, t. 58, 1907, p. 729; *E.T.Z.*, 1908, p. 172.

([139]) J.-A. Fleming, *Proc. Royal. Soc.*, t. 74, 1905, p. 476; *Electrician*, t. 55, 1905, p. 303. — Sur le rapport entre l'*Audion* de de Forest et l'*oscillation valve* de Fleming, voir *Electrician*, t. 61, 1908, p. 804, 843, 1006. Montages spéciaux pour ces détecteurs

d'ondes par G. Marconi et L. de Forest dans *Electrician*, t. 62, 1908, p. 211. — Dispositif d'Audion avec fil de tantale dans *E.T.Z.*, 1908, p. 127.

(140) A. Wehnelt, *Ann. Phys.*, t. 19, 1906, p. 153. Wehnelt a déjà montré (*Phys. Zeitschr.*, t. 5, 1908, p. 680, que cet élément agissait à la façon d'une soupape pour les courants alternatifs techniques. — Montage de la Compagnie de T.S.F. pour les tubes de Wehnelt dans l'*Annuaire de T.S.F.*, t. 1, 1908, p. 451.

(141) H. Brandès, *E.T.Z.*, 1906, p. 1015.

(142) F. Braun, *E.T.Z.*, 1906, p. 1199; *Electrician*, t. 58, 1907, p. 569. — Dunwoody, Brevet de 1906 (cité par J.-S. Sachs, *Annuaire de T.S.F.*, t. 1, 1908, p. 588. *El. World*, t. 48, 1906, p. 370. *E.T.Z.*, 1906, p. 886. Recherches de G.-W. Pierce sur son détecteur dans *Lum. électr.*, t. 1, 1908, p. 92. — Pour beaucoup de ces détecteurs on peut penser que les forces thermoélectriques entrent aussi en action. — *Voir* aussi le résumé dans l'*Annuaire de T.S.F.*, t. 2, 1908, p. 144.

(143) Brochure de la Cambridge scientific Instr. Comp.

(144) W.-H. Eccles, *Electrician*, t. 60, 1908, p. 588 : Tellure-galène, telluremolybdénite, sélénium-galène, la sensibilité est la même que celle des détecteurs électrolytiques.

(145) *Voir* à ce sujet C. Tissot, *Electrician*, t. 58, 1907, p. 730; t. 60, 1907, p. 25. J.-A. Fleming (6), p. 403. — Un dispositif pour comparer la sensibilité des divers détecteurs est dû à P. Jégou, *E.T.Z.*, 1908, p. 720, et *Annuaire de T.S.F.*, t. 2, 1909.

(146) *Annuaire de T.S.F.*, t. 1, p. 154 et suiv. — R.-A. Fessenden indique que l'action pour son détecteur liquide est proportionnelle à i^2_{eff}.

(147) Brochure n° 12 de la Compagnie de T.S.F. Relais capillaire d'Armstrong-Orling, *E.T.Z.*, 1906, p. 385. — M. Cantor en avait déjà construit un analogue en 1900.

(148) J. Erskine-Murray (6), p. 185.

(149) R.-A. Fessenden, *Electrician*, t. 59, 1907, p. 487. — Dans *E.T.Z.*, 1908, p. 768, il propose de faire interrompre le courant par les bulles de gaz, qui montent du détecteur liquide, à un étranglement du récipient. Un autre projet de C. Tissot a paru dans *E.T.Z.*, 1908, p. 1064.

(150) G. Marconi, *Electrician*, t. 54, 1905, p. 825. *E.T.Z.*, 1905, p. 282.

(151) Il suit de 27 et de 28, dans l'hypothèse d'un sol très bon conducteur, que l'énergie reçue en une seconde par l'antenne est

$$= \int i \, \mathrm{E} \, dl_v = \mathrm{E} \int i \, dl_v,$$

dl étant un élément linéaire de l'antenne, dl_v sa composante verticale, i le courant dans cet élément, E l'intensité du champ électrique qui provient des ondes de l'émetteur. — R. Rüdenberg (*Ann. Phys.*, t. 25, 1908, p. 446) a étudié théoriquement la réception d'énergie par les antennes pour les oscillations non amorties et un sol très bon conducteur; il suppose un état stationnaire établi. *Voir* aussi le travail synthétique de H. Barkhausen, *Annuaire de T.S.F.*, t. 2, 1908, p. 40.

(152) G.-O. Squier, *Electrician*, t. 54, 1905, p. 836; t. 55, 1905, p. 453.

(153) Erskine-Murray (6), p. 148 et suiv. On y représente des appareils construits par Lodge-Muirhead.

(154) Fleming (6), p. 595, dit d'accorder sur l'onde la plus longue (longer wave); mais il désigne en même temps celle-ci comme la moins amortie (the least damped), ce qui est faux d'une manière générale; il y a donc une erreur.

([155]) M. Wien, *Ann. Phys.*, t. 8, 1902, p. 696. — Recherches de L. Mandelstam et H. Brandes aux forts de Strasbourg pendant l'été 1902.

([156]) R. Fessenden, *El. Review*, t. 59, 1906, p. 77 et suiv. *Electrician*, t. 62, 1908, p. 172. — L'emploi de plusieurs circuits à condensateur dans le récepteur, pour augmenter l'acuité de la résonance, a été proposé par J.-S. Stone et la Compagnie Marconi, *Electrician*, t. 62, 1908, p. 171.

([157]) J. Erskine-Murray ([6]), p. 143 et suiv.

([158]) F. Braun, Thèse de rectorat, Strasbourg 1905.

([159]) J. Erskine-Murray ([6]), p. 175. — R. Fessenden, *El. Review*, t. 59, 1906, p. 38.

([160]) A. Blondel, *Compt. rendus*, t. 130, 1900, p. 1383.

([161]) Anders Bull, *Electrician*, t. 34, 1904, p. 142.

([162]) *Electrician*, t. 60, 1908, p. 588; *Annuaire de T.S.F.*, t. 1, 1907, p. 144; *E.T.Z.*, 1906, p. 1060.

([163]) *Annuaire de T.S.F.*, t. 1, 1908, p. 611.

([164]) *Annuaire de T.S.F.*, t. 1, 1908, p. 430.

([165]) *Annuaire de T.S.F.*, t. 1, 1908, p. 157.

([166]) *Annuaire de T.S.F.*, t. 1, 1908, p. 425 et suiv.

([167]) *Annuaire de T.S.F.*, t. 1, 1908, p. 420 et suiv.

([168]) *Electrician*, t. 59, 1907, p. 985. *Electr. Review*, t. 60, 1907, p. 251, 329, 368. — Appréciation sur les recherches de de Forest dans *Electrician*, t. 60, 1907, p. 135.

([169]) *Voir* Fleming ([6]), p. 518 et suiv.; *Electrician*, t. 57, 1906, p. 220.

([170]) A. Blondel ([30]), J.-A. Fleming ([6]), p. 522.

([171]) F. Braun, *Annuaire de T.S.F.*, t. 1, 1907, p. 1. *Electrician*, t. 57, 1906, p. 222, 244,

([172]) L. Mandelstam et N. Papalexi. *Voir* aussi A. Jollos, *Diss. Strasbourg*, 1907, et M. Dieckmann, *Diss. Strasbourg*, 1907. — F. Kiebitz (*Ann. Phys.*, t. 22, 1907, p. 943) a proposé une autre méthode (fils de Lecher) pour exciter les oscillations dans l'antenne.

([173]) *Proc. Royal Soc.*, t. 77, 1906, p. 413; *Electrician*, t. 57, 1906, p. 100. Données sur les stations transatlantiques de Clifden et Glace Bay dans *Electrician*, t. 60, 1908, p. 883. — D'après F. Galliot (*Electrician*, t. 57, 1906, p. 183), des recherches semblables ont déjà été faites par Garcia en 1900. — Un émetteur dirigé, comprenant une partie verticale et un réseau de prise de terre tendu seulement d'un côté, a été proposé par K.-E.-F. Schmidt (*Phys. Zeitschr.*, t. VIII, 1908, p. 5).

([173a]) O. Nairz dit dans le *Journal illustré de Leipzig* du 5 novembre 1908 : « A Glace Bay il y a quatre tours en bois, d'environ 90^{m} de hauteur, sur une même ligne, auxquelles correspondent quatre autres tours de 58^{m} de hauteur dans l'ouest des premières. 50 fils partent des bâtiments de la station; ils vont directement au haut des tours les plus hautes, se dirigent ensuite sur le sommet des tours de 58^{m}, étant alors parallèles entre eux et légèrement inclinés vers le sol. »

([174]) E. Bellini et A. Tosi, *Annuaire*, t. 1, 1908, p. 598; t. 2, 1909, p. 239, 381, 608. Artom a également utilisé de semblables antennes, mais il a expliqué leur action d'une manière inexacte. Description complète de ses dispositifs dans *Rendic. Accad. Linc.*, (5), t. 15, 1906, p. 692, et *Rivista Marittima*, septembre 1908.

([175]) J. Zenneck, *Phys. Zeitschr.*, t. 9, 1908, p. 553. *Annuaire de T.S.F.*, t. 2, 1908, p. 1. Les émetteurs dirigés de K.E.F. Schmidt ([173]) sont analogues, ainsi probablement que les dispositifs de A. Artom (*E.T.Z.*, 1905, p. 730). Une autre conception a été émise par K. Uller (*Phys. Zeitschr.*, t. 8, 1907, p. 193; *Annuaire de T.S.F.*, t. 2, 1908, p. 8).

(176) Je crois prendre ceci à une Communication de la Compagnie Marconi. Une expérience semblable aurait été faite ultérieurement dans la Marine russe.

(177) *Voir* J.-A. Fleming (0), p. 518 et suiv., 631 et suiv. — G.-W. Pickard, *Electrician*, t. 59, 1907, p. 564.

(178) J. Zenneck, *Phys. Zeitschr.*, t. 9, 1908, p. 50 et suiv.

(179) E. Bellini et A. Tosi (174). — A. Blondel, *Dispositifs semblables*; *voir* le travail synthétique de A. Blondel dans l'*Annuaire de T. S. F.*, t. 2, livraison 2, 1908.

(180) *El. Review*, t. 63, 1908, p. 842; *E.T.Z.*, 1908, p. 1179.

(181) *E.T.Z.*, 1908, p. 790.

TABLE DES MATIÈRES.

Pages.

Avertissement VII
Préface de l'auteur IX
Notations XI
Errata XII

CHAPITRE I.

Les oscillations propres des circuits à condensateur

I. Excitation des oscillations propres 1
II. Fréquence 4
III. Amortissement 10

CHAPITRE II.

Les oscillateurs ouverts.

I. L'oscillateur linéaire 28
II. Relations générales des oscillateurs ouverts 39
III. Oscillateurs complexes 47

CHAPITRE III.

Le circuit de courant alternatif à haute fréquence.

I. Résistance et coefficient de self-induction 55
II. Courant et tension 58
III. Mesure du courant 62

CHAPITRE IV.

Les systèmes couplés.

I. Généralités sur le couplage 74
II. Couplage lâche d'oscillateurs à oscillations amorties 78

Pages.
III. Couplage serré de systèmes accordés à oscillations amorties..... 83
IV. Couplage de systèmes à oscillations non amorties..... 90

CHAPITRE V.

Les courbes de résonance.

I. Mesure de la fréquence (longueur d'onde) par la résonance..... 100
II. Détermination du décrément..... 114
III. Utilisation de la résonance pour l'étude des condensateurs..... 124
IV. Utilisation des courbes de résonance pour l'étude des systèmes couplés. 129

CHAPITRE VI.

L'antenne.

I. Les différentes sortes d'antennes..... 138
II. La prise de terre..... 147
III. L'amortissement des antennes..... 155

CHAPITRE VII.

L'émetteur pour oscillations amorties.

I. Les différents dispositifs émetteurs..... 158
II. Réalisation technique des émetteurs..... 171

CHAPITRE VIII.

L'émetteur pour excitation par impulsion et pour oscillations non amorties.

I. L'émetteur pour excitation par impulsion ou émetteur de Wien..... 183
II. L'émetteur pour oscillations non amorties..... 188
III. Les phénomènes dans la méthode de l'arc lumineux..... 207

CHAPITRE IX.

La propagation des ondes le long de la surface de la Terre.

I. Les ondes au-dessus d'un sol homogène plan ou sphérique..... 223
II. Les ondes au-dessus d'un sol accidenté ou non homogène..... 232
III Action sur les ondes des influences atmosphériques et autres..... 239

CHAPITRE X.

Les détecteurs d'ondes.

Pages

I. Détecteurs thermiques..... 243
II. Détecteurs magnétiques..... 245
III. Contacts imparfaits..... 248
IV. Détecteurs électrolytiques et détecteurs divers..... 252
V. Généralités sur les détecteurs..... 256
VI. Appareils pour la réception des télégrammes..... 259

CHAPITRE XI.

Le récepteur.

I. Le récepteur primitif de Marconi..... 276
II. Récepteur pour télégraphie syntonisée avec oscillations amorties.... 279
III. Récepteur pour oscillations non amorties ou excitées par impulsion... 302

CHAPITRE XII.

La Télégraphie dirigée.

I. Émetteurs pour télégraphie dirigée..... 312
II. Récepteurs pour télégraphie dirigée..... 327

CONCLUSIONS.

Évolution de la T. S. F. pendant les années 1906-1907-1908..... 336

Tables..... 342
Addenda..... 366
Notes..... 368
Table des Matières..... 383

45069 PARIS. — IMPRIMERIE GAUTHIER-VILLARS,
Quai des Grands-Augustins, 55.

TK5741.Z414
Zenneck, Jonat/Precis de telegraphie s
90056 RSC 00198631
MIT LIBRARIES DUPL
3 9080 01930 0497

Date Due

Lib-26-67

MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY

RULE ADOPTED BY THE LIBRARY COMMITTEE, May 17, 1910

If any book, the property of the Institute, shall be lost or seriously injured, as by any marks or writing made therein, the person to whom it stands charged shall

TK5741 90056
.Z414

SIGN this card and present it with book
at the CIRCULATION DESK.

MASSACHUSETTS INSTITUTE OF
TECHNOLOGY LIBRARIES

RSC